

Entwicklung und Analyse von Arrays mikromechanischer Beschleunigungssensoren

von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Chemnitz
genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktor-Ingenieur
(Dr.-Ing.)**

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Marco Dienel

geboren am 3. Januar 1978 in Karl-Marx-Stadt

eingereicht am 28. August 2009

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Jan Mehner
Technische Universität Chemnitz

Prof. Dr.-Ing. habil. Martin Hoffmann
Technische Universität Ilmenau

Tag der Verleihung: 23. Oktober 2009

URL: <http://archiv.tu-chemnitz.de/pub/2009/0166>

Bibliographische Beschreibung

Entwicklung und Analyse von Arrays mikromechanischer Beschleunigungssensoren

Dienel, Marco — 134 Seiten, 70 Abbildungen, 12 Tabellen, 114 Literaturstellen

Technische Universität Chemnitz

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Dissertation, 2009

Stichworte

Pendelbeschleunigungssensor	MEMS
Sensorarray	kapazitives Wirkprinzip
Trägerfrequenzmessverfahren	digitale Regelung
Systemsimulation	redundante Sensoren
Messabweichung	Fehlerkorrektur

Kurzreferat

Die vorliegende Arbeit beschreibt die Entwicklung eines redundanten, mikromechanischen Beschleunigungssensorarrays. Die Redundanz wird genutzt, um Messabweichungen zu korrigieren. Die Einflussfaktoren auf die Genauigkeit der Sensoren werden analysiert und die erzielten Verbesserungen beim Einsatz von Sensorarrays aufgezeigt. Neben den stochastischen Einflüssen können mithilfe des Arrays auch deterministische Fehler bzw. Querempfindlichkeiten korrigiert werden. Die Fertigung des Sensorarrays erfolgt mittels einer MEMS-Technologie mit einem hohen Aspektverhältnis im einkristallinen, anisotropen Silizium. Das Design ist so gestaltet, dass für jedes Sensorelement dieses Arrays bei gleichbleibenden mechanischen und elektrischen Sensoreigenschaften beliebige Messrichtungen realisierbar sind. Die messtechnische Charakterisierung der Sensorarrays und die Signalauswertung werden ausführlich beschrieben. Für die Signalauswertung der kapazitiv arbeitenden Sensorelemente wird ein angepasstes Trägerfrequenzmessverfahren entwickelt. Die Sensorarrays arbeiten mittels eines digitalen Reglers in einem geschlossenen Regelkreis. Die Verbesserungen des Messsignals durch die redundante Anordnung werden aufgezeigt.

Inhaltsverzeichnis

Glossar	7
1 Einleitung	15
1.1 Motivation	15
1.2 Zielstellung	17
1.3 Gliederung der Arbeit	19
2 Beschleunigungssensorarrays	21
2.1 Statisches und dynamisches Verhalten von Einzelsensoren	21
2.1.1 Statisches Verhalten	22
2.1.2 Dynamisches Verhalten	24
2.2 Messabweichungen	27
2.2.1 Einteilung	27
2.2.2 Rauschen	27
2.3 Redundante Sensorsysteme	30
2.3.1 Einfluss von zufälligen Messabweichungen	31
2.3.2 Systematische Einflüsse	36
3 Sensorarrayentwicklung	43
3.1 Siliziummikromechanik	43
3.2 Technologie	44
3.3 Komponentenentwurf	47
3.3.1 Grundstruktur	47
3.3.2 Sensordesign	49
3.3.3 Kapazitive Auslenkungsdetektion	51
3.4 Sensorlayout	52
3.4.1 Ringsegment und seismische Masse	53
3.4.2 Elektrodensystem	54
3.4.3 Federelemente	55
3.5 Maskenlayout	56
3.6 Simulation	57
3.6.1 Modellierung für die Strukturanalyse	57
3.6.2 Anpassung der Empfindlichkeiten der Sensoren	59

3.6.3	Modalanalyse	59
3.6.4	Elektrostatischer Feldraum	60
3.6.5	Empfindlichkeit der Sensorelemente	62
3.6.6	Dämpfung	65
3.6.7	Systemsimulation	67
4	Signalaufbereitung und -verarbeitung	73
4.1	Signalaufbereitung	73
4.1.1	Kapazitäts-Spannungs-Wandlung	73
4.1.2	Signalauswertung	75
4.2	Signalverarbeitung	85
4.2.1	Digitaler Regler	86
4.2.2	Simulation des Regelkreises	87
4.2.3	Reglerimplementierung auf dem DSP-Board	94
5	Charakterisierung und Messergebnisse	95
5.1	Elektrische und mechanische Charakterisierung	95
5.1.1	Geometrische Parameter	95
5.1.2	Kapazitätsbestimmung	99
5.1.3	Temperatureinfluss	99
5.2	Sensorarray und Auswerteschaltung	100
5.2.1	Empfindlichkeit	100
5.2.2	Linearität und Bestimmung der Achsausrichtung	102
5.2.3	Dämpfung	104
5.2.4	Rauschen	104
6	Zusammenfassung und Ausblick	107
A	Beschleunigungsanteile	109
A.1	Anteile im Grundkoordinatensystem	109
A.2	Anteile in den zusätzlichen Beschleunigungssensoren	110
B	Plattenkondensator im rotatorischen System	111
C	\mathcal{L}-Transformation und Reglergleichung	113
	Literaturverzeichnis	117
	Abbildungsverzeichnis	127
	Tabellenverzeichnis	131
	Thesen	133

Glossar

Abkürzungen und Indizes

Abst	Abstandsvariation
ADC	Analog-Digital-Wandler
AIM	Airgap Insulation of Microstructures
a.u.	arbitrary unit
BDRIE	Bonded and Deep Reactive Ion Etching
D	Drehpunkt
DAC	Digital-Analog-Wandler
demod	demoduliert
diff	Differenz
DRIE	Deep Reactive Ion Etching
DSP	Digitaler Signalprozessor
E-Modul	Elastizitätsmodul
eff	effektiv
elek	elektrostatisch
FE	Finite Elemente
FPGA	Field programmable gate array
GMAC	Generalized Model Algorithmic Controller
HF	Hochfrequenz
HP	Hochpass
IMS	inertiales Messsystem

IMU	inertial measurement unit
IU	Strom-Spannungs-Wandlung
K	Körper, Objekt bei Koordinatensystembeschreibung
MEMS	micro electronical mechanical system - mikroeletromechanisches System
mod	moduliert
offs	Offset
O, O'	Ursprung des Referenz- bzw. Körperkoordinatensystems
OPV	Operationsverstärker
pol	Polarisation
rot	rotatorisch
RS	Ringstruktur
SCREAM	Single Crystal Reactive Etching and Metallization
segm	Segment (Elektrodensegment)
SNR	Signal to Noise Ratio - Signalrauschverhältnis
SOI	Silicon on Insulator
SP	Schwerpunkt
SPI	Serial Peripheral Interface
S_i	i-ter Sensor
TP	Tiefpass
Über	Überdeckungsvariation
X, Y, Z	Richtungen des Koordinatensystems
ZfM	Zentrum für Mikrotechnologien der Technischen Universität Chemnitz

Griechische Buchstaben

α	Winkelbeschleunigung
α_i	Winkel, Messrichtung eines Sensors
ε	Permittivität $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$
ε_0	Elektrische Feldkonstante $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$
ε_r	Relative Permittivität
η, η_{eff}	Viskosität, effektive Viskosität
λ	Wichtung der Stellgrößenänderung im digitalen Reglerentwurf
λ_0	Mittlere freie Weglänge in Luft
φ	Winkel
$\Phi(f)$	Winkelfunktion im Frequenzbereich
$\overline{\Phi_s^2}, \overline{\Phi_r^2}$	Spektrum des Sensorsystems bei Anregung durch Beschleunigung oder Rauschen
$\rho, \rho()$	Dichte(-funktion)
σ	Standardabweichung
σ^2	Varianz
$\omega, \vec{\omega}$	Winkelgeschwindigkeit, Winkelgeschwindigkeitsvektor
ω_0	Eigen(kreis)frequenz
ξ	Dämpfungsmaß

Lateinische Buchstaben

$a, a_{(x,y)}$	Beschleunigung, Beschleunigungsanteile in X- und Y-Richtung
$\tilde{a}, \vec{\tilde{a}}$	Schätzwert der Beschleunigung, Schätzwert des Beschleunigungsvektors
$a_{0...m}$	Koeffizienten der Reglergleichung
\mathbf{A}	Transformationsmatrix $\mathbf{A} = \mathbf{ST}$
$A(z), A[]$	Nennerpolynom des Reglers
b_1, b_2	Abmessungen von Platten

b_α	Flankenunterstützung
b_b	Federbreite
$b_{0...n}$	Koeffizienten der Reglergleichung
$\vec{b}, b_i, b()$	Offsetvektor, Einträge des Offsetvektors, Offsetfunktion
$B(z), B[]$	Zählerpolynom des Reglers
C	Kapazität
c	konstanter Faktor
d_i, d_0, d_1	Plattenabstand der Elektroden
D'_v, D'_r	Dämpfung (Vorder-/ Rückseite der Platte)
$d_{\text{rot, segm}}$	Dämpfung im rotatorischen System
d	Totzeit, Dämpfung
e_i, \vec{e}	Messwert, Messwertvektor
E	Energie
e	Reglerabweichung
$E()$	Erwartungswert
f, f_0, f_r	Frequenz, Eigenfrequenz, Resonanzfrequenz
f_w, f_c	Frequenz des Dreiecksignals, Frequenz der Kapazitätsänderung
f_b, f_g	Bandbreite, Grenzfrequenz
F	Kraft
g	Erdbeschleunigung $g \approx 9,81 \text{ m/s}^2$
G	Einheit der Erdbeschleunigung $g = 1 \text{ G} \approx 9,81 \text{ m/s}^2$
G_I	Eingangsspektrum
G, G_S, G_R	Übertragungsfunktion, Übertragungsfunktion von Strecke und Regler
i	freie Zählvariable
i_c	Kondensatorstrom (zeitabhängig)
$J_{\text{rot}}, J_{\text{SP}}$	(Massen-)Trägheitsmoment, Trägheitsmoment um Schwerpunkt

j	komplexe Einheit
k_B	Boltzmannkonstante $k_B = 1,3807 \cdot 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$
k, k_{rot}	Federsteifigkeit, Zählvariable, Richtmoment
L	Induktivität
m	Masse
M	Moment
m	Zählvariable
n, n_i	Anzahl, Zählvariable
$\overline{O^2}$	Ausgangsspektrum
p	Laplace-Variable
\mathbf{P}	(Pseudo)-inverse von \mathbf{A}
$p_{(x,y),i}$	Elemente von \mathbf{P}
q	Prädiktionshorizont beim Reglerentwurf
r	Radius
$\text{rect}(t)$	Rechtecksignal
\vec{r}	Residuenvektor, Ortsvektor
R	Widerstand
s_i	Empfindlichkeitseintrag in \mathbf{S}
\mathbf{S}, S	Empfindlichkeitsmatrix, Empfindlichkeit
s	Weg, Stellhorizont beim Reglerentwurf
t	Zeit, Strukturtiefe
t_i, \vec{t}	Gewichte bzw. Einträge des Transformationsvektors, Transformationsvektor
T	Temperatur
\mathbf{T}	Transformationsmatrix
$u(t), u_k, U[]$	Ausgangssignal des Reglers
u	Überdeckung der Elektroden

$U_{\text{Pull-In}}$	Pull-In-Spannung von Mikrostrukturen
U	Spannung
U_B	Arbeitsspannung, Offsetspannung
U_{pol}	Polarisationsspannung
u_c	Kondensatorspannung (zeitabhängig)
v	Geschwindigkeit
V	Volumen
$w(t)$	Dreiecksignal
w	Führungsgröße beim Regler
x, x'	Verschiebungen bzw. Auslenkung in X-Richtung des entsprechenden Koordinatensystems
x_s, x_r	Auslenkung in X-Richtung bezüglich Stütze, relative Verschiebung
$y(t), y_k, Y$	Ausgangssignal der Strecke im Zeitbereich
y, y'	Verschiebungen bzw. Auslenkung in Y-Richtung des entsprechenden Koordinatensystems
z, z'	Störgröße der Strecke in der Regelung, Variable im \mathcal{Z} -Bereich, Verschiebungen bzw. Auslenkung in Z-Richtung des entsprechenden Koordinatensystems

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Professur für Mikrosystem- und Gerätetechnik an der Technischen Universität Chemnitz.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. J. Mehner bin ich dankbar für die fachliche Unterstützung und die Betreuung meiner Promotion. Für die langjährige Unterstützung meiner Arbeit und die wertvollen Hinweise danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. W. Dötzel. Prof. Dr.-Ing. habil. M. Hoffmann danke ich für das Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme der Begutachtung.

Meinen jetzigen Kollegen und ehemaligen Kollegen an der Professur für Mikrosystem- und Gerätetechnik sowie der Professur für Schaltungs- und Systementwurf danke ich für die gute Zusammenarbeit und die Unterstützung. Einige Kollegen möchte ich hervorheben. Für die wertvollen Diskussionen zur Regelungs- und Schaltungstechnik möchte ich Dr.-Ing. Heiko Wolfram, Dipl.-Ing. Hendrik Specht sowie Dipl.-Ing. Peter Wolf danken. Viele Tipps zur Charakterisierung von Mikrostrukturen sind nicht niedergeschrieben und werden durch praktische Erfahrung weitergereicht – danke Dipl.-Ing. Marian Hanf und Dr.-Ing. Joachim Markert. Frau Dr.-Ing. habil. Karla Hiller war Ansprechpartnerin für die vielen technologischen Details – ihr und dem Zentrum für Mikrotechnologien danke ich für die Präparationen der Mikrostrukturen. Der Sensorentwurf beginnt am Rechner – durch die nützlichen Hinweise von Dipl.-Ing. Alexey Shaporin und Dr.-Ing. Fouad Bennini verkürzte sich so manche ANSYS-Simulation. Hervorzuheben ist Dr.-Ing. Detlef Billep, durch ihn wurde ich auf die inertielle Objektverfolgung und Inertialsensoren aufmerksam. Auch viele aktive und ehemalige Studenten haben ihren Beitrag zum Gelingen der Arbeit geleistet: insbesondere Dipl.-Ing. Gerald Richter, Marc Baldauf und David Franke. Meinen Eltern danke ich für die vielen Kleinigkeiten, die erledigt wurden, um damit Zeit für diese Arbeit freizuhalten.

Breitenau, August 2009

Marco Dienel

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Motivation

Neben Drehratensensoren und Drucksensoren zählen mikromechanische Beschleunigungssensoren zu den wichtigsten und umsatzstärksten Produkten der Mikrosystemtechnik [Elo09]. Die Einsatzgebiete sind weit gefächert und variieren nach den Eigenschaften der Beschleunigungssensoren. Die wichtigsten Kriterien sind die Messbereiche für Beschleunigung und Frequenz. Eine grobe Einteilung für die Messgröße Beschleunigung erfolgt in Vielfachen der Erdbeschleunigung ($1\text{ G} \approx 9,81\text{ ms}^{-2}$). Für den Einsatz im Automobil sind verschiedene Beschleunigungssensoren mit unterschiedlichen Messbereichen gefordert, von *Low-G*-Sensoren (1-10 G) für Stabilitätsprogramm und Neigungsmessung bis zu *High-G*-Sensoren (bis 250 G) in der frontalen Knautschzone [Gei04]. Zur Stoß- und Bruchanalyse werden Sensoren angewendet, die für noch höhere Beschleunigungswerte konzipiert sind (z. B. 14000 G [DLW⁺02]). Neben der Automobilbranche ist für Sensorhersteller zunehmend der Consumer-Markt mit seinem großen Marktpotenzial interessant: Handy [YDS08], Fotoapparat¹, Eingabegeräte für Spielkonsolen und PC [Sch02, Hai05] sowie der Festplattenstoßschutz.

Die genannten Einsatzgebiete erfordern unterschiedlich dimensionierte Sensoren bezüglich Frequenzbereich, Auflösung und Genauigkeit. Sie besitzen jedoch eine Gemeinsamkeit: Das Beschleunigungssignal wird als direkte Messgröße bzw. als Indikator verwendet. Ein weiterer wichtiger Einsatzbereich ist die Inertialnavigation bzw. die inertielle Objektverfolgung. Aus einem oder mehreren Beschleunigungs- und Drehratensensoren² werden Inertialmesssysteme (IMS, Inertial Measurement Units (IMU)) aufgebaut. Diese messen die Bewegung relativ zu einem Inertialsystem³. Dieses System wird als kräftefrei angenommen, d. h. als ein System, das sich geradlinig und gleichförmig gegenüber dem Fixsternhimmel bewegt [HMS99]. Wird die Erde als Bezugssystem ver-

¹ Linearverschiebungskorrektur für Makroaufnahmen

² ggf. ergänzt um Magnetfeldsensoren, diese zählen jedoch nicht zu den Inertialsensoren

³ inertia, lat.: Trägheit

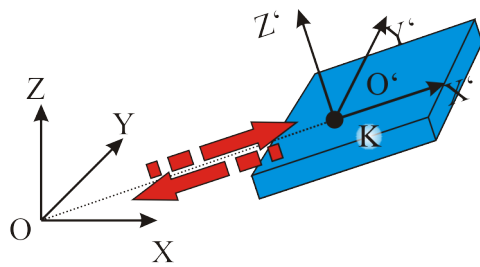
wendet, sind Korrekturen bezüglich der Gravitation und der Rotation nötig [MWA01, HMS99, Die02]. Das IMS wird auf einem bewegten Körper (K) befestigt und mithilfe der Inertialsensoren werden Beschleunigung, Neigung, Drehrate und Winkelbeschleunigung gemessen. Im Falle der Inertialnavigation befindet sich der Beobachter im oder auf dem bewegten Objekt (z. B. Flugzeug, Automobil mit inertialgestütztem Navigationssystem) oder der Beobachter befindet sich in einem Referenzkoordinatensystem O und betrachtet die Bewegungen eines Objekts (inertiale Objektverfolgung). In beiden Fällen sind Geschwindigkeit, Position und Orientierung gegenüber dem Referenzsystem gesucht. In der Abb. 1.1 sind für ein Beispiel die beiden Koordinatensysteme dargestellt: das Referenzkoordinatensystem O sowie das mit dem Körper K bewegte Koordinatensystem O', das zu ersterem beliebig orientiert sein kann. Auf dem Körper befindet sich ein IMS. Während der Bewegung des Körpers entlang der X'-Achse wird die Beschleunigung in O' aufgezeichnet und zweimal integriert, um den gegenüber O zurückgelegten Weg zu berechnen (Abb. 1.1b). Zur Berechnung der Position innerhalb des Referenzkoordinatensystems muss die Beschleunigung aus dem Körperkoordinatensystem in das Referenzkoordinatensystem rücktransformiert werden (Abb. 1.1c), danach können durch Integration die Geschwindigkeit und die Position des Körpers im Referenzkoordinatensystem berechnet werden (Abb. 1.1d). Die wichtigsten Vorteile derartiger Messsysteme sind [Die02]:

- zum Objekt ist kein Sicht- oder Funkkontakt nötig
- es gibt keine Bewegungseinschränkung (außer durch die Zusatzmasse) und
- es ist eine vollständige Kapselung des IMS möglich (Schutz gegen Feuchte und Schmutz).

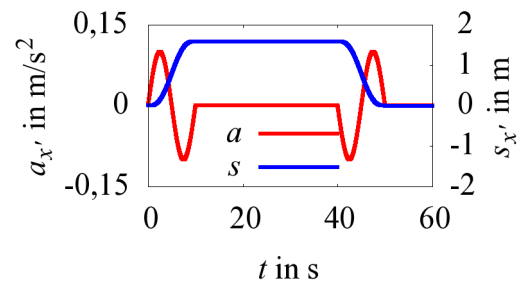
Die in Abb. 1.1 dargestellte Bewegung wurde unter idealisierten Bedingungen betrachtet:

1. die Bewegung erfolgt gegenüber einem Inertialsystem
2. während der Bewegung erfolgt keine Rotation des Körpers
3. die Startbedingungen sind exakt bekannt (Startposition, Geschwindigkeit) und
4. die Sensoren besitzen ideales Verhalten.

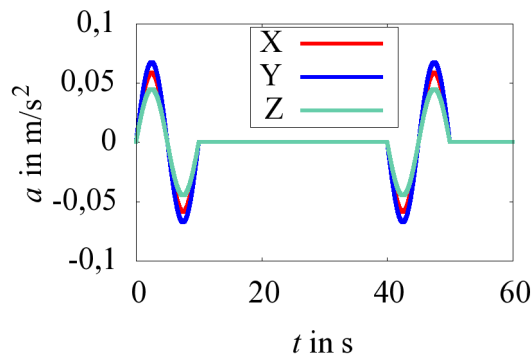
Die Bedingungen 1-3 lassen sich durch geeignete Berechnungsmodelle korrigieren bzw. in das Rechenmodell integrieren. Sensoren weisen jedoch ein nichtideales Verhalten auf, das in Nichtlinearität, Querempfindlichkeit, Ausrichtungsfehlern, Wiederholgenauigkeit, Arbeitspunktstabilität sowie dem Rauschen [IEE99] zum Ausdruck kommt. In Abb. 1.2 ist der Einfluss des Rauschens, das eine nicht exakte Offsetbestimmung zur Folge hat, dargestellt. Für zwei Signal-Rausch-Verhältnisse (SNR) wird das in Abb. 1.1 betrachtete Beispiel aufgegriffen. Die Berechnung der Position erfolgt zur Übersichtlichkeit nur im Körperkoordinatensystem. Die verrauschten Beschleunigungssignale sind in



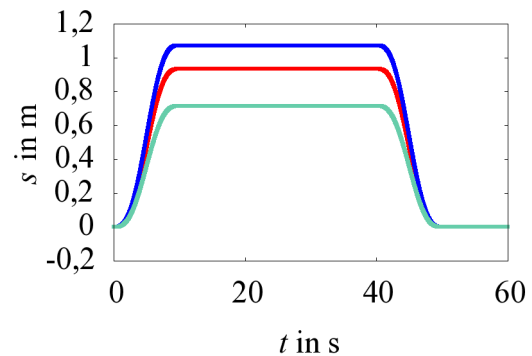
(a) Koordinatensystem O' ist gegenüber O um $\{0, -\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{4}\}$ verdreht



(b) Beschleunigung und zurückgelegter Weg im Körperkoordinatensystem O'



(c) Beschleunigung des Körpers K im Referenzsystem O



(d) Position des Körpers im Referenzsystem O

Abb. 1.1: Referenz- und Körperkoordinatensystem: Messung von Beschleunigung und Position

Abb. 1.2a abgebildet. Aus dem Geschwindigkeitsgrafen in Abb. 1.2b sind nur geringe Abweichungen erkennbar, deutlich sichtbar wird die Messabweichung jedoch bei der Darstellung der Position in Abb. 1.2c. Durch die zweimalige Integration führen Offsetabweichungen des Beschleunigungsmesssignals zu einem mit der Zeit quadratisch anwachsenden Positionsfehler.

1.2 Zielstellung

Bei der Arrayanordnung von mehreren Sensoren auf einem Chip werden die Sensorstrukturen nur durch die Abweichungen beim Maskenlayout und die Fertigungsparameter beeinflusst, ein nachträglicher Arbeitsschritt zur Ausrichtung entfällt. Dass solche Anordnungen auf einem Chip Vorteile bieten, wurde bereits berichtet, so z. B. um bei Vibrationssensoren verschiedene Messbereiche [Wib02, Sch04] oder bei Ultraschallwandlern eine Richtungsselektion zu realisieren [Daß02].

In der vorliegenden Arbeit wird ein anderer Vorteil von Arrayanordnungen anvisiert: Das Ziel der Arbeit ist es, nachzuweisen, dass Messabweichungen mikromechanischer

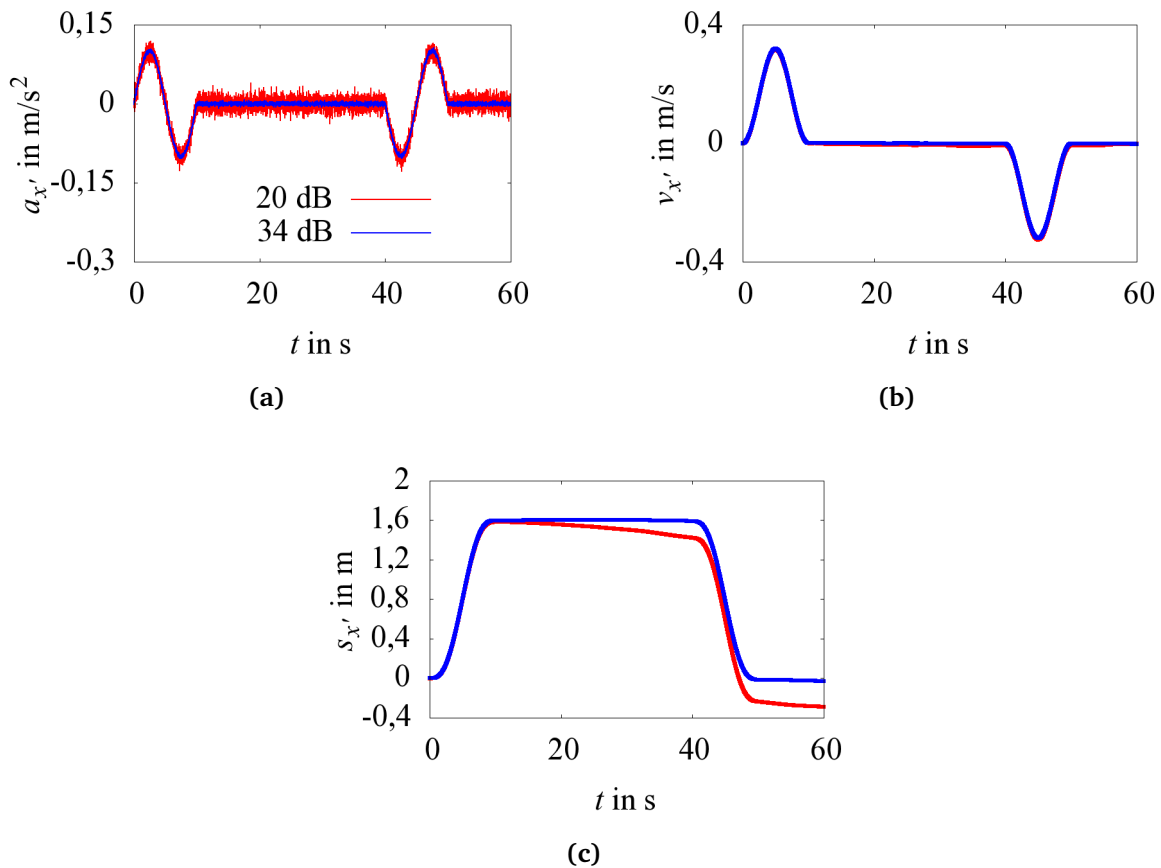


Abb. 1.2: Inertiale Objektverfolgung unter Einfluss von Sensorrauschen bzw. Sensoroffsetfehler mit unterschiedlichem SNR

Beschleunigungssensoren infolge nichtidealen Sensorverhaltens durch spezielle Arrayanordnungen mehrerer Beschleunigungssensoren auf einem Chip verringert bzw. kompensiert werden können.

Ausgangspunkt sind redundante Anordnungen von feinwerktechnischen Beschleunigungssensoren, wie sie in der Luft- und Raumfahrt zur Erhöhung der Ausfallsicherheit [Kro88] und zur Verringerung der Messabweichung [Kro88, Pej71] zu finden sind. Beide Vorteile beruhen auf der Informationsredundanz durch die zusätzlich (überbestimmt) angeordneten Sensoren. Analysen zur Genauigkeitsverbesserung für eine Vorzugsrichtung (Flugrichtung) zeigen [Pej71]:

- für eine optimale Vier-Sensor-Anordnung gegenüber drei Sensoren:
 - die Varianz des Messwertes wird um 25 % verringert und
 - die Detektion eines defekten Sensors wird möglich
- für eine optimale Fünf- bzw. Sechs-Sensor-Anordnung gegenüber drei Sensoren:
 - die Varianz des Messwertes wird um weitere 15 % bzw. 10 % verringert und

- die Detektion von zwei bzw. drei defekten Sensoren wird möglich.

Um die Idee solcher redundanten Anordnungen auf mikrotechnische Ausführungsformen zu übertragen und dabei Verbesserungen wie Mittelung der Messwerte, Vergrößerung des Signal-Rausch-Verhältnisses und richtungsabhängige Verringerung von Messfehlern zu realisieren, müssen alle mit der Skalierung ins Kleine verbundenen Aspekte betrachtet werden: Entwurf und Simulation, Technologie sowie die Aufbereitung, Verarbeitung und Auswertung der Sensorsignale. Auf diese Aspekte konzentriert sich die vorliegende Arbeit.

1.3 Gliederung der Arbeit

Die Arbeit behandelt die Entwicklung des mikroelektromechanischen Beschleunigungssensorarrays, die Aufbereitung und Auswertung der Sensorsignale sowie die messtechnische Charakterisierung. Im Kapitel 2 werden die Grundlagen zum Beschleunigungssensor vorgestellt. Hierzu zählen die statischen und dynamischen Eigenschaften sowie der Einfluss der Elektrostatik. Anschließend werden verschiedene Fehler modelliert und auf das Sensorarray angewendet, um die Verbesserungen gegenüber dem Einzelsensor aufzuzeigen. Der eigentliche Sensorentwurf wird in Kapitel 3 beschrieben. Ausgehend von den verfügbaren Technologien werden die Sensorkomponenten sowie das Layout entwickelt. Die Funktion der Komponenten wird durch Finite-Elemente-Simulationen analysiert und das Zusammenwirken aller Komponenten in einem Systemmodell geprüft. Dieses wird auch im Kapitel 4 benutzt, um die analoge und digitale Auswerteschaltung zu simulieren. Wichtiger Bestandteil der analogen Auswerteschaltung ist das adaptierte Trägerfrequenzverfahren, das mit einem Dreicksignal arbeitet. Für die digitale Signalauswertung wird die Implementierung des Reglers vorgestellt. Im Kapitel 5 werden das Verhalten der gefertigten Sensoren in der aufgebauten Auswerteschaltung und die Ergebnisse der Charakterisierung beschrieben. Im Kapitel 6 wird die Arbeit zusammengefasst und ein Ausblick auf künftige Arbeiten gegeben.

Kapitel 2

Beschleunigungssensorarrays

2.1 Statisches und dynamisches Verhalten von Einzelsensoren

Für die Analyse des Übertragungsverhaltens von Beschleunigungssensoren werden zwei Anregungsformen unterschieden:

- Stützerregung (Abb. 2.1b) und
- Krafterregung (Abb. 2.1a).

Diese beiden Formen werden an einem translatorischen Modell in Abb. 2.1 verdeutlicht. Bei diesem Modell werden alle Größen (Federn, Dämpfungselemente, Massen) in konzentrierten Elementen zusammengefasst und die Bewegung auf eine Translationsachse begrenzt. Stützerregung liegt vor, wenn die seismische Masse m durch den

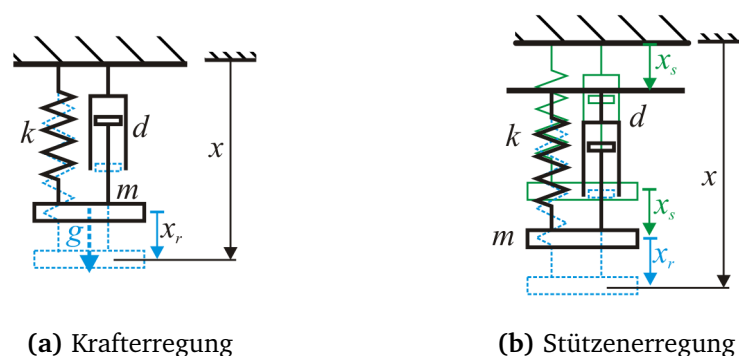


Abb. 2.1: Modell des Einfreiheitsgradsystems für statisches und dynamisches Verhalten

Rahmen, also indirekt über Federelemente und Dämpfer eine Anregung erfährt. Dieser Fall liegt z. B. bei der Messung von („Bewegungs-“)Beschleunigungen und mechanischen Schwingungen [Sch04, S. 23] vor. Die Bewegungsgleichung kann gegenüber dem

Inertialsystem formuliert werden:

$$\underbrace{m\ddot{x}}_{\text{Beschleunigung gegenüber Referenzsystem}} + \underbrace{d(\dot{x} - \dot{x}_s)}_{\text{Dämpfungskraft}} + \underbrace{k(x - x_s)}_{\text{Federkraft}} = 0. \quad (2.1)$$

Dämpfungskraft und Federkraft sind hierbei nur von der Relativbewegung zwischen der seismischen Masse und dem Sensorrahmen abhängig. Die Beschleunigung der seismischen Masse gilt jedoch bezüglich des Inertialsystems. Messbar innerhalb des Sensors ist jedoch nur die relative Verschiebung

$$x_r = x - x_s \quad (2.2)$$

zwischen der seismischen Masse und dem Rahmen. Das Umstellen von Gl. (2.2) nach x und Einsetzen in Gl. (2.1) liefert den Ausdruck

$$m(\ddot{x}_r + \ddot{x}_s) + d\dot{x}_r + kx_r = 0 \quad (2.3)$$

bzw.

$$m\ddot{x}_r + d\dot{x}_r + kx_r = -m\ddot{x}_s. \quad (2.4)$$

Bevor dieser Ausdruck genauer analysiert wird, folgt eine Betrachtung der krafterregten Systeme.

Im krafterregten System wirken Kräfte direkt auf die seismische Masse. Der Rahmen wird als starr gegenüber dem Inertialsystem angenommen. Zu diesen Kräften F zählen die Gravitationskräfte¹ und die (elektrostatischen) Kräfte eines sensorintegrierten Antriebssystems. Für dieses System ergibt sich die Bewegungsgleichung wie folgt:

$$m\ddot{x} + d\dot{x} + kx = F. \quad (2.5)$$

Dabei entspricht die Bewegung x der seismischen Masse der Relativbewegung x_r gegenüber dem Sensorrahmen, es folgt

$$m\ddot{x}_r + d\dot{x}_r + kx_r = F. \quad (2.6)$$

Der Vergleich zwischen Gl. (2.4) und Gl. (2.6) zeigt, dass für die weitere Beschreibung ein einheitlicher Ansatz gewählt werden kann und nur die Anregungsfunktion vorzeichenrichtig ($F = -m\ddot{x}_s$) anzuwenden ist. Dies ist besonders wichtig bei der Kalibrierung der Beschleunigungssensoren im Erdschwerefeld. Im Weiteren ist das Übertragungsverhalten eines solchen mechanischen Systems sowohl für dynamische als auch für statische Belastungen gesucht.

2.1.1 Statisches Verhalten

Im statischen Fall sind x_r und $F = ma$ zeitinvariant, die zeitlichen Ableitungen entfallen somit aus Gl. (2.6). Es ergibt sich ein konstanter Übertragungsfaktor

$$S = \frac{x_r}{a} = \frac{m}{k}, \quad (2.7)$$

welcher als Empfindlichkeit bzw. Sensitivität [GD06, S. 31] bezeichnet wird.

¹ i.A. Schwerekräfte (z. B. Erdbeschleunigungskraft)

Einfluss der Elektrostatik auf das statische Verhalten

Die in den folgenden Kapiteln vorgestellte Sensorauswertung erfolgt mittels einer kapazitiven Auslenkungsdetektion. Dieses Messverfahren bietet neben einer hohen Auflösung auch die Möglichkeit, innerhalb des gleichen Feldraums elektrostatische Kräfte wirken zu lassen. Die elektrostatische Kraft leitet sich aus der im Kondensator gespeicherten Energie ab:

$$F_{\text{elek}} = \frac{\partial E_{\text{elek}}}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{U^2}{2} C(x) \right). \quad (2.8)$$

Für die Differenzialkondensatoranordnung aus Abb. 2.2 kann die resultierende Kraft

$$F_{\text{elek}} = F_1 + F_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_{\text{pol}}}{2} + U_B \right)^2 \frac{\partial C_1(x)}{\partial x} + \frac{1}{2} \left(U_{\text{pol}} - \frac{U_{\text{pol}}}{2} - U_B \right)^2 \frac{\partial C_2(x)}{\partial x} \quad (2.9)$$

mit

$$\frac{\partial C_1(x)}{\partial x} = \frac{\epsilon A}{(d-x)^2} \stackrel{x \rightarrow 0}{=} \frac{\epsilon A}{d^2} \quad (2.10)$$

und

$$\frac{\partial C_2(x)}{\partial x} = -\frac{\epsilon A}{(d+x)^2} \stackrel{x \rightarrow 0}{=} -\frac{\epsilon A}{d^2} \quad (2.11)$$

in Abhängigkeit von der Polarisationsspannung U_{pol} sowie von der variablen Arbeitsspannung U_B im Arbeitspunkt ($x = 0$) ermittelt werden. Allgemein kann die nichtlineare Kapazitätsfunktion auch mittels einer Taylorreihe im Arbeitspunkt linearisiert werden:

$$\frac{\partial C_1(x)}{\partial x} \approx \left. \frac{\partial C_1(x)}{\partial x} \right|_{x=0} + \left. \frac{\partial^2 C_1(x)}{\partial x^2} \right|_{x=0} x \quad \text{bzw.} \quad (2.12)$$

$$\frac{\partial C_2(x)}{\partial x} = -\frac{\partial C_1(-x)}{\partial x} \approx -\left. \frac{\partial C_1(-x)}{\partial x} \right|_{x=0} + \left. \frac{\partial^2 C_1(-x)}{\partial x^2} \right|_{x=0} x. \quad (2.13)$$

Für kleine Auslenkungen um den Arbeitspunkt ergibt sich die resultierende Kraft zu

$$F_{\text{elek, Taylor}} = U_{\text{pol}} U_B \left. \frac{\partial C_1(x)}{\partial x} \right|_{x=0} + \left[U_B^2 + \left(\frac{U_{\text{pol}}}{2} \right)^2 \right] \left. \frac{\partial^2 C_1(x)}{\partial x^2} \right|_{x=0} x. \quad (2.14)$$

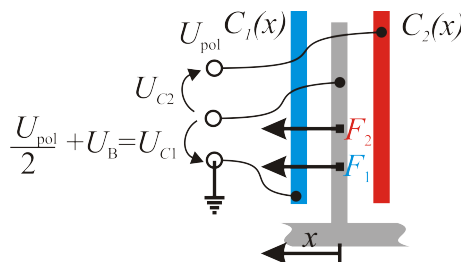


Abb. 2.2: Differenzialkondensatoranordnung mit Kraft- und Potenzialdefinition

Ist keine Auslenkungen vorhanden, verbleibt die wegunabhängige Kraft

$$F_{\text{elek},x \rightarrow 0} = U_{\text{pol}} U_{\text{B}} \left. \frac{\partial C_1(x)}{\partial x} \right|_{x=0}. \quad (2.15)$$

Die resultierende Kraft ist direkt proportional zur Arbeitsspannung U_{B} und kann einer äußeren Beschleunigung entgegenwirken, um als Maß für deren Größe beim kraftkompensierten Arbeitsprinzip zu dienen.

Eine genauere Analyse der Gl. (2.14) zeigt eine weitere Rückwirkung der elektrostatischen Kraft auf das mechanische System. Eine Zusammenfassung der Terme verdeutlicht dies:

$$F_{\text{elek},\text{Taylor}} = F(U_{\text{pol}}, U_{\text{B}}) + k_{\text{elek}}(U_{\text{pol}}, U_{\text{B}}) x. \quad (2.16)$$

Der Anstieg der Kraftfunktion mit der Auslenkung x lässt sich als Federsteifigkeit interpretieren, die Krafrichtung ist der im System vorhanden mechanischen Federkraft entgegengesetzt [Han04, S. 29]. Folglich kann die Systemfedersteifigkeit durch die Wahl der Polarisationsspannung variiert werden [HAMW02], einhergehend damit ist eine Erhöhung der Systemempfindlichkeit

$$S = \frac{x_r}{a} = \frac{m}{k - k_{\text{elek}}(U_{\text{pol}}, U_{\text{B}})}. \quad (2.17)$$

2.1.2 Dynamisches Verhalten

Für die Analyse des Systemverhaltens und die Dimensionierung des Reglers muss ein dynamisches Modell des Sensorarrays aufgestellt werden. Hierfür wird auf ein reduziertes Modell mit konzentrierten Elementen zurückgegriffen, um kurze Simulationszeiten zu erreichen. Die im Sensorarray verwendeten Strukturen entsprechen Pendelbeschleunigungssensoren (vgl. S. 48 Abb. 3.4b). Zur Vereinfachung der Beschreibung der Bewegung ist eine Überführung der translatorischen Größen in das rotatorische System zweckmäßig. Abb. 2.3 verdeutlicht die Überführung am Beispiel einer linearen Beschleunigung bei Stützerregung. Die aufzustellende eindimensionale Bewegungsdifferentialgleichung für ein rotatorisches System ergibt sich somit aus dem *Momentengleichgewicht* zu

$$J_{\text{rot}} \ddot{\varphi} + d_{\text{rot}} \dot{\varphi} + k_{\text{rot}} \varphi = M_{\alpha} + M_a + M_{\text{elek}}. \quad (2.18)$$

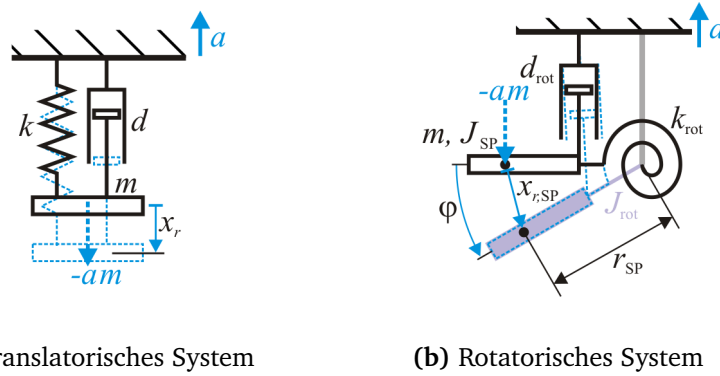
Hierbei ist J_{rot} das Trägheitsmoment des Sensors um die Rotationsachse, d_{rot} und k_{rot} sind die rotatorischen Entsprechungen für die geschwindigkeitsproportionale Dämpfung und die Federsteifigkeit². Die Anregung des Systems erfolgt durch

- das Moment infolge der linearen Beschleunigung³ mit

$$M_a = r_{\text{SP}} a m \quad (2.19)$$

² Bei rotatorischen Systemen wird vom Richtmoment gesprochen [Kuc96, S. 192].

³ Diese Gleichung setzt voraus, dass die Beschleunigung a senkrecht zu r_{SP} wirkt. Ansonsten muss die Rechnung vektoriell über das Kreuzprodukt erfolgen.



(a) Translatorisches System

(b) Rotatorisches System

Abb. 2.3: Überführung der Größen aus dem translatorischen in das rotatorische System für das konzentrierte Modell eines Pendelbeschleunigungssensors unter Einwirkung einer linearen Beschleunigung

- das Moment infolge der Winkelbeschleunigung

$$M_{\alpha} = J_{SP} \alpha \text{ sowie} \quad (2.20)$$

- das elektrostatische Moment

$$M_{\text{elek}} = \sum F_{\text{elek},i} r_{\text{elek},i} \quad (2.21)$$

durch die elektrostatischen Kräfte bei unterschiedlichen Abständen r_i vom Drehpunkt.

Das Trägheitsmoment J_{rot} ist nach dem *Satz von Steiner*

$$J_{\text{rot}} = J_{SP} + r_{SP}^2 m. \quad (2.22)$$

Das zu berücksichtigende Trägheitsmoment vergrößert sich durch den Abstand r_{SP} zwischen Drehpunkt und Schwerpunkt. Für die weiteren Betrachtungen werden in der Differenzialgl. (2.18) die folgenden Ersetzungen durchgeführt. Die mechanische Eigenfrequenz ω_0 ist im rotatorischen System durch

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k_{\text{rot}}}{J_{\text{rot}}}} \quad (2.23)$$

gegeben. Die Dämpfung wird durch das Dämpfungsmaß ξ dargestellt:

$$d_{\text{rot}} = 2\xi \sqrt{k_{\text{rot}} J_{\text{rot}}} = 2\xi \omega_0 J_{\text{rot}}. \quad (2.24)$$

Durch das Einsetzen der Gln. (2.23) und (2.24) in Gl. (2.18) folgt

$$\ddot{\varphi} + 2\xi \omega_0 \dot{\varphi} + \omega_0^2 \varphi = J_{\text{rot}}^{-1} (M_{\alpha} + M_a + M_{\text{elek}}). \quad (2.25)$$

Einfluss der Dämpfung auf das dynamische Verhalten

Die Dämpfung für Beschleunigungssensoren wird vorzugweise auf ein Dämpfungsmaß von $\xi \approx 0,7$ ausgelegt [Meh99, S. 106; TO98, S. 472]. Dies erlaubt einen schnellen Übergang bei Eingangsgrößenänderung mit geringem Überschwingen. In der Mikrosystemtechnik wird die Dämpfung typischerweise nicht mit einem zusätzlichen Dämpfungselement eingestellt, sondern ist eine durch viele Systemkomponenten beeinflusste Größe. Genauere Ausführungen folgen im Abschnitt 3.6.6.

Einfluss der Elektrostatik auf das dynamische Verhalten

Die elektrostatische Kraft im mikromechanischen System dient zum Ersten der Positionierung der beweglichen Elektrode und zum Zweiten wird die Systemfedersteifigkeit angepasst. In Abb. 2.4a sind die mechanische und die elektrostatische Federsteifigkeit abgetragen. Mit steigender Spannung ist nach Gl. (2.14) ein quadratisches Ansteigen der elektrostatischen Federsteifigkeit verbunden. Der Einfluss der variablen Arbeitsspannung U_B muss gering bleiben, um das Systemverhalten nicht zu beeinflussen, d. h. die Polarisationsspannung U_{pol} ist genügend groß zu wählen. Ein Erhöhen von U_{pol} führt gleichzeitig zu einer besseren Empfindlichkeit (siehe Abb. 2.4b). Nachteilig sind jedoch die Verringerung der Bandbreite und der Systemstabilität. Eine Polstelle der Übertragungsfunktion wandert mit steigender Polarisationsspannung in die rechte Halbebene des Pol-Nullstellen-Plans.

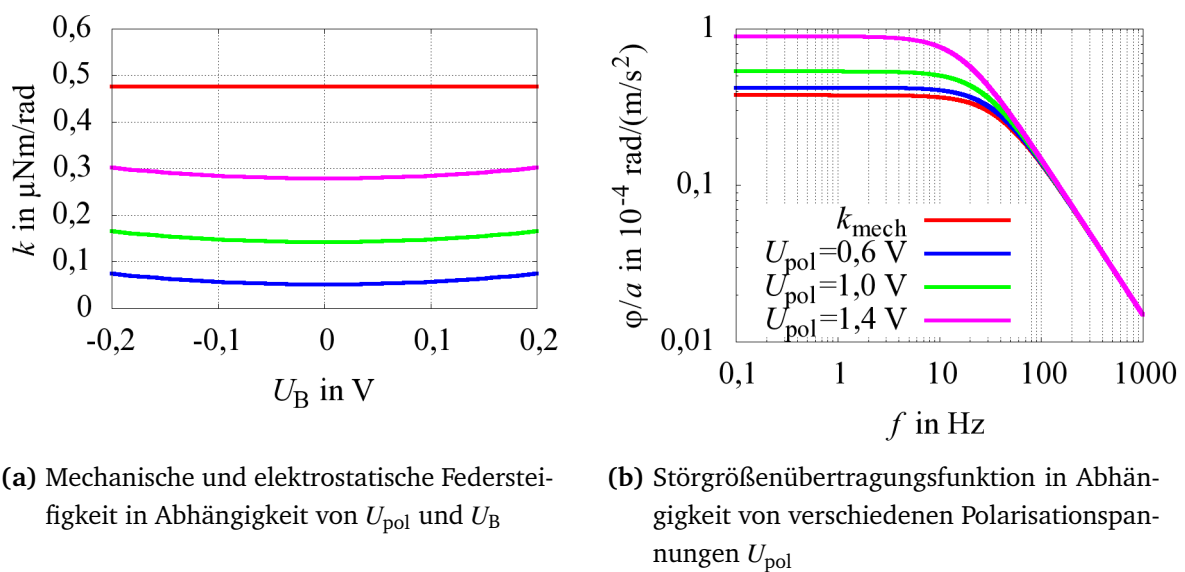


Abb. 2.4: Einfluss der elektrostatischen Kraft auf das dynamische System

2.2 Messabweichungen

2.2.1 Einteilung

Messabweichungen können auf verschiedenen Ebenen der Signalauswertung entstehen und verschiedene Ursachen besitzen. Bei einem IMS z.B. beeinflussen auf Systemebene (system-level-error model) folgende Punkte das Ergebnis der Messung [MWA01, S. 150]:

- *Initialisierungsfehler*: fehlerhafte Bestimmung von Startwerten
- *Ausrichtungsfehler*: beziehen sich auf Einrichtungsfehler des IMS und sind als Restabweichung nach der Bestimmung der Transformationsmatrix anzusehen
- *Kompensationsfehler*: beziehen sich auf die zeitliche Veränderung der IMS-Parameter
- *Gravitationsmodellfehler*: für die Nutzung von IMS auf der Erde ist eine Korrektur der Gravitation notwendig, diese ist jedoch nicht konstant und muss in Abhängigkeit von der Position korrigiert werden
- *Navigationsfehler*: hier ist der Einfluss der Erdrotation zu berücksichtigen, um eine Korrektur der Messwerte durchzuführen.

Diese auf Systemebene vorhandenen Messabweichungen besitzen zum Teil Ursachen in dem darunterliegenden Sensorfehlermodell. Insbesondere die ersten drei Punkte finden sich auch in entsprechender Ausprägung auf Sensorebene wieder.

Auf Sensorebene können Messabweichungen in zwei Klassen aufgeteilt werden. Zur ersten Klasse zählen bestimmbare und reproduzierbare Abweichungen⁴ z.B. Skalierungsfaktorabweichung, Offset, Nichtlinearität, Hysterese und Querempfindlichkeit. Die zweite Klasse besteht aus stochastischen Abweichungen, hierzu zählen Abweichungen, die zufällig auftreten oder nach dem Stand der Technik nicht messbar sind [Adu00]. Eindeutig in diese Klasse einordenbar sind Rauscheinflüsse: Rauschen von Verstärkern, thermisches Rauschen von Widerständen bzw. mechanisch-thermisches Rauschen.

2.2.2 Rauschen

Rauschen in einem Sensorsystem hat verschiedene Ursachen. Grundsätzlich kann zwischen den mechanischen und den elektrischen Rauschkomponenten unterschieden werden. Nachfolgend werden Einflussfaktoren aufgezeigt und Schlussfolgerungen für den Entwurf des elektrischen und mechanischen Teilsystems gezogen.

⁴ auch: deterministische [Sab06] bzw. systematische [Adu00, S. 3/6] Abweichungen

Mechanisch-thermisches Rauschen

Das mechanisch-thermische Rauschen wird nach [Gab93] auf Molekül- bzw. Atombewegungen sowohl in der mechanischen Struktur (Feder, Aufhängung, Anker) als auch auf das die Struktur umgebende Fluid (Brownsche Molekularbewegung) zurückgeführt. Für die Ermittlung der Einflussfaktoren wird das Signalrauschverhältnis

$$\text{SNR} = \frac{\overline{\Phi_s^2}}{\overline{\Phi_r^2}} \quad (2.26)$$

ermittelt, hierfür werden die Ausgangsspektren der Sensorauslenkung bei Anregung durch Rauschen ($\overline{\Phi_r^2}$) sowie durch eine frequenzunabhängige Beschleunigung ($\overline{\Phi_s^2}$) herangezogen. Das Ausgangsspektrum $\overline{O^2}$ lässt sich bei bekanntem Eingangsspektrum bzw. Rauschspektrum $G_I(f)$ und der Übertragungsfunktion $G_S(f)$ ermitteln [Kit04, S. 147]:

$$\overline{O^2} = \int_0^\infty |G_S(f)|^2 G_I(f) df. \quad (2.27)$$

Die Übertragungsfunktion des mechanischen Systems $G_S(f)$ kann aus Gl. (2.18) durch Überführung in den Frequenzbereich hergeleitet werden:

$$\Phi(f) (-4\pi^2 f^2 J_{\text{rot}} + 2\pi j f d_{\text{rot}} + k_{\text{rot}}) = M(f) \quad (2.28)$$

$$G_S(f) = \frac{\Phi(f)}{M(f)} = \frac{1}{-4\pi^2 f^2 J_{\text{rot}} + 2\pi j f d_{\text{rot}} + k_{\text{rot}}}. \quad (2.29)$$

Das Ausgangsspektrum bezüglich einer Rauschanregung ergibt sich, indem die mechanische Anregung auf null gesetzt wird. Zur Berechnung des Ausgangsspektrums bei einer mechanischen Anregung wird hingegen die Rauschanregung auf null gesetzt [Sei03, S. 346]. Die spektrale Rauschdichte wird analog zur Rauschspannung von Widerständen in Abhängigkeit von der Absoluttemperatur T und der Boltzmannkonstante k_B angegeben [Gab93, Kit04, S. 149]:

$$\sqrt{G_{I,r}(f)} = \sqrt{4 d_{\text{rot}} k_B T}. \quad (2.30)$$

Durch Einsetzen der Gln. (2.30) und (2.29) in Gl. (2.27) ergibt sich das Ausgangsspektrum bei Rauschanregung zu

$$\overline{\Phi_r^2} = \int_0^\infty |G_S(f)|^2 4 d_{\text{rot}} k_B T df. \quad (2.31)$$

Zur Vereinfachung der Rechnung wird von einer Bandbreite f_b für das mechanische System ausgegangen, bei der es einen annähernd konstanten, frequenzunabhängigen Amplitudenbetrag aufweist ($2\pi f_b \ll \omega_0$):

$$\overline{\Phi_r^2} \approx |G_S(f)|^2 4 d_{\text{rot}} k_B T \int_0^{f_b} df \quad (2.32)$$

$$\overline{\Phi_r^2} \approx |G_S|^2 4 d_{\text{rot}} k_B T f_b. \quad (2.33)$$

Das Ausgangsspektrum für die Beschleunigungsanregung Gl. (2.19) kann direkt unter Verwendung der genannten Voraussetzungen ermittelt werden:

$$\overline{\Phi_s^2} = |G_S|^2 |M_a|^2 \quad (2.34)$$

$$\overline{\Phi_s^2} = |G_S|^2 r_{SP}^2 a^2 m^2. \quad (2.35)$$

In Gl. (2.26) werden die ermittelten Terme eingesetzt, zusätzlich wird die Dämpfung durch Gl. (2.24) und das Trägheitsmoment durch Gl. (2.22) ersetzt:

$$\text{SNR} = \frac{\overline{\Phi_s^2}}{\overline{\Phi_r^2}} = \frac{|G_S|^2 r_{SP}^2 a^2 m^2}{|G_S|^2 4 d_{rot} k_B T f_b} = \frac{r_{SP}^2 a^2 m^2}{8 \xi \sqrt{k_{rot} J_{rot}} k_B T f_b} \quad (2.36)$$

$$= \frac{r_{SP}^2 a^2 m^2}{8 \xi k_B T f_b \sqrt{k_{rot}} \sqrt{J_{SP} + r_{SP}^2 m}}. \quad (2.37)$$

Dieses Ergebnis zeigt die Einflussfaktoren für das Sensordesign. Ein Vergleich mit dem Ergebnis für einen translatorischen Beschleunigungssensor [Gab93] zeigt hier ebenso den positiven Einfluss der seismischen Masse auf das SNR, nachteilig wirken sich hingegen eine hohe Bandbreite bedingt durch f_b bzw. eine hohe Federsteifigkeit aus. Ebenso ist auf das Verhältnis zwischen dem Trägheitsmoment des Sensors um den Schwerpunkt J_{SP} sowie um den Drehpunkt J_{rot} zu achten ($J_{SP} \ll J_{rot}$). Eine hohe Dämpfung führt zu einem niedrigen SNR, andererseits führt eine zu geringe Dämpfung zu einer langen Einschwingzeit des Sensors.

Elektronische Rauschquellen

Für das Rauschen elektronischer Komponenten nennt Bachmann [Bac92, S. 299ff] drei Ursachen:

1. *Thermisches Rauschen* entsteht durch Zufallsbewegung von Ladungsträgern in Leitern
2. *Schrotrauschen* wird als stochastische Störungen des Stroms dargestellt, welche z. B. an Halbleiterübergängen entsteht
3. *Modulationsrauschen* bzw. *1/f-Rauschen* ist bestimmt durch eine zeitliche Schwankung des Widerstandswerts, wodurch der Strom moduliert wird. Dieses Rauschen besitzt eine Amplitude, die entgegengesetzt proportional zur Frequenz ist [ASS94].

Der Quantisierungsfehler führt bei zeitlich veränderlichen Signalen zu einem dem Rauschen ähnlichem Signal [HLW97, S. 102] (*Quantisierungsrauschen*).

Für die Signalauswertung werden integrierte Schaltkreise verwendet. Die Einflussmöglichkeiten auf die Unterdrückung einzelner Rauschursachen sind daher sehr eingeschränkt, vielmehr muss auf die richtige Auswahl der Schaltkreise geachtet werden. Die Verringerung des *Quantisierungsrauschens* kann durch Erhöhung der Wandlerauflösung (Bitbreite) erfolgen [Wol05, S. 101].

Rauschunterdrückung

In [LBA96] wird die Ursache für Sensorrauschen hauptsächlich auf elektronisches Rauschen (Modulationsrauschen) zurückgeführt. Die Unterdrückung des Rauschens in dem rückgekoppelten Sensor erfolgt nur auf der Elektronikseite. Die beschriebene Realisierung nutzt eine zusätzliche Rückkopplung und die Umschaltung zwischen zwei Betriebsphasen. In der ersten Betriebsphase wird die niederfrequente Offsetdrift (Modulationsrauschen) der Schaltung gemittelt und eliminiert. In der zweiten Phase wird die eigentliche Messung durchgeführt. Durch diese Maßnahme wird das Modulationsrauschen wirkungsvoll herabgesetzt. Nachteil dieser Methode für eine IMS ist die nicht lückenlose Abtastung des Beschleunigungssignals [JHB92]. In [ASS94] wurden anhand von piezoresistiven Beschleunigungssensoren die genannten Rauschquellen (1,3) untersucht und modelliert, eine Signalverbesserung wird erzielt, indem redundante Sensoren eingesetzt werden.

2.3 Redundante Sensorsysteme

*Redundanz*⁵ in Sensorsystemen kann sich in zwei Aspekten widerspiegeln. Der erste Aspekt betrifft die Kompensation bzw. die Erkennung von defekten Sensoren. Hier kann wiederum zwischen zwei Fällen unterschieden werden.

1. Mehrere Teilsysteme arbeiten parallel und liefern gleiche Ausgangswerte. Fällt eines oder eine Untermenge dieser Teilsysteme aus, kann das Gesamtsystem den Ausfall detektieren und ggf. durch die weiterhin funktionstüchtigen Teilkomponenten kompensieren. In sicherheitskritischen Anwendungen der Luft- und Raumfahrt sind redundante Sensorsysteme nach diesem Ansatz integriert, um im Betrieb Ausfälle zu isolieren und zu kompensieren [Kro88, Jee90, HE77].
2. Bei der Fertigung von Chips wird Redundanz verwendet, sodass fehlerhafte Funktionsgruppen auf dem Chip deaktiviert werden können, wobei der Chip die geforderte Hauptfunktion beibehält. Hier zielt die Redundanz auf eine Erhöhung der Ausbeute des Fertigungsprozesses (z. B. für MEMS [XWJ05]).

Der zweite Aspekt, der hinter dem Begriff Sensorredundanz steckt, ist das Übermaß an Informationen. Dieses „Mehr“ an Information kann nicht nur zur Ausfallkompensation verwendet werden, sondern erlaubt, zufällige Messabweichungen zu korrigieren bzw. zu verringern [Kro88, Pej71]. Diese Messabweichungen sind zufällig auf die Sensoren verteilt. Dies eröffnet die Möglichkeit, statistische Methoden zur Korrektur der Messabweichungen anzuwenden. Zusätzlich bietet sich die Möglichkeit, Quereinflüsse zu korrigieren. Hier kann im eigentlichen Sinne nicht von Redundanz gesprochen werden, da hier gezielt Zusatzinformationen genutzt werden, um diese Quereinflüsse zu messen. Die vorliegende Arbeit bezieht sich auf den zweiten Aspekt der *Redundanz*.

⁵ lat. redundare, redundo: Überfließen, im Überfluss vorhandensein

2.3.1 Einfluss von zufälligen Messabweichungen

Den Ausgangspunkt für die weiteren Betrachtungen stellen statistische Modelle dar. Diese werden zunächst an einem einfachen Beispiel dargestellt. Ein häufig in der Messtechnik eingesetztes Mittel zur Bestimmung der Messunsicherheit (Streuung) und zur Verbesserung der Messergebnisse bei einem zeitunabhängigen Prozess ist die Mittelwertbildung der Messwerte von verschiedenen Zeitpunkten. Bei zeitvarianten Prozessen ist dieses Vorgehen nicht anwendbar. Der Ausweg besteht jedoch darin, diesen Prozess mit mehreren Beobachtern gleichzeitig zu überwachen und über diese Beobachtungen eine Mittelung durchzuführen. Die Einzelergebnisse werden mit t_i gewichtet zu einem Gesamtergebnis zusammengefasst:

$$\tilde{a} = \sum_{i=1}^n t_i e_i \quad \text{mit } t_i = 1/n. \quad (2.38)$$

Die Messwerte e_i sollen normalverteilt sein, den Erwartungswert $E(e_i) = a$ und die Standardabweichung $\sigma_{e_i} = \sigma_e$ besitzen. Die ermittelte Größe \tilde{a} stellt einen Schätzwert für die Größe a dar. Aus dem *Gaußschen Fehlerfortpflanzungsgesetz* [BS97, S. 732] lässt sich die Standardabweichung für \tilde{a} ermitteln:

$$\sigma_{\tilde{a}} = \sqrt{\sum_{i=1}^n (t_i \sigma_{e_i})^2}, \quad (2.39)$$

unter Berücksichtigung von $t_i = 1/n$ und $\sigma_{e_i} = \sigma_e$ folgt

$$\sigma_{\tilde{a}} = \sqrt{n \left(\frac{1}{n} \sigma_e \right)^2} = \frac{\sigma_e}{\sqrt{n}}. \quad (2.40)$$

Dies zeigt, dass mit steigender Anzahl n der Beobachter die Standardabweichung sinkt und somit der Erwartungswert besser geschätzt werden kann.

Redundanter 2D-Beschleunigungssensor mit Vorzugsrichtung

Um eine mathematische Fehlerbetrachtung durchzuführen, werden die Messabweichungen und deren Einflüsse modelliert. Einen Ansatz für die Modellierung an Beschleunigungssensoren liefert [Sac64] für eine dreidimensionale Sensoranordnung. Die Fehlerrechnung lässt sich auf den angestrebten zweidimensionalen Fall für n Sensoren ($n > 2$) übertragen. Den Ausgangspunkt stellt die Messgleichung dar:

$$\vec{e} = \mathbf{S}\mathbf{T}\vec{a} + \vec{b}. \quad (2.41)$$

Der Messwertvektor \vec{e} ergibt sich aus der, auf den jeweiligen Sensor einwirkenden, Beschleunigung $\vec{a} = \begin{pmatrix} a_x \\ a_y \end{pmatrix}$. Der Beschleunigung ist ein Vektor $\vec{b} = (b_1, \dots, b_n)^T$ überlagert, der die Nullpunktverschiebung (Offset) beinhaltet. Um den Messwertvektor zu erhalten, müssen die Beschleunigungsanteile auf die einzelnen Sensoren transformiert und

mit der Empfindlichkeitsmatrix \mathbf{S} skaliert werden. Die Transformationsmatrix \mathbf{T} enthält für jeden Sensor einen Eintrag zur Transformation der Beschleunigung in das Sensorkoordinatensystem:

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} \vec{t}_1^T \\ \vdots \\ \vec{t}_n^T \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

mit

$$\vec{t}_i = \begin{pmatrix} \cos(\alpha_i) \\ \sin(\alpha_i) \end{pmatrix} \quad (\text{siehe Anhang A Gl. (A.5)}). \quad (2.43)$$

Die Skalierungsfaktoren s_i jedes Sensors werden in der Diagonalmatrix \mathbf{S} zusammengefasst.

Ermittlung der Beschleunigung

Die Ermittlung der Beschleunigung aus Gl. (2.41) erfolgt zunächst ohne die Berücksichtigung der Nullpunktverschiebung. Die Gleichung

$$\vec{e} = \mathbf{A}\vec{a} \quad \text{mit } \mathbf{A} = \mathbf{S}\mathbf{T} \quad (2.44)$$

stellt bezüglich der gesuchten Beschleunigung \vec{a} ein überbestimmtes lineares Gleichungssystem dar. Die Lösung des Gleichungssystems wird als *lineares Quadratmittelpproblem* [BS97, S.261] bezeichnet und führt auf die Minimierung des Residuums

$$\vec{r} = \mathbf{A}\vec{a} - \vec{e} \quad (2.45)$$

$$\mathbf{A}^T \vec{r} = \mathbf{0} = \mathbf{A}^T (\mathbf{A}\vec{a} - \vec{e}) \quad (2.46)$$

$$\mathbf{A}^T \mathbf{A} \vec{a} = \mathbf{A}^T \vec{e} \quad (2.47)$$

$$\vec{a} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \vec{e} = \mathbf{P} \vec{e}. \quad (2.48)$$

Die Matrix \mathbf{P} wird auch als *Pseudoinverse Matrix* von \mathbf{A} bezeichnet. Durch Einsetzen von Gl. (2.41) in Gl. (2.48) kann der geschätzte Beschleunigungsvektor $\vec{\hat{a}}$ ermittelt werden:

$$\vec{\hat{a}} = \mathbf{P} \vec{e}. \quad (2.49)$$

Die Matrix \mathbf{P} führt für das überbestimmte Gleichungssystem zu einer gewichteten Mittelung der Messwerte. Die einzelnen Gewichte sind abhängig von der Transformationsmatrix \mathbf{T} . Diese Matrix enthält die durch das Design festgelegten Messrichtungen und die Empfindlichkeiten der Sensoren.

Offsetrauschen

Im Folgenden werden die Rauscheinflüsse auf Offset und Skalierungsfaktor an verschiedenen Sensororientierungen untersucht. Für die Untersuchung der Sensorausrichtung

auf die Verbesserung des Rauschens wird der Offset als mittelwertfrei und als normalverteilter Rauschprozess angenommen ($E(\vec{b}) = 0$, $E((b_i - E(b_i))^2) = \sigma_{\beta_i}^2 = \sigma_{\beta}^2$), die Empfindlichkeiten verbleiben konstant:

$$\vec{\tilde{a}} = \mathbf{P}(\mathbf{A}\vec{a} + \vec{b}) \quad (2.50)$$

$$\vec{\tilde{a}} = \vec{a} + \mathbf{P}\vec{b} \quad \text{bzw. komponentenweise} \quad (2.51)$$

$$\tilde{a}_{(x,y)} = a_{(x,y)} + \sum_{i=1}^n p_{(x,y),i} b_i. \quad (2.52)$$

Der Erwartungswert $E(\tilde{a}_{(x,y)}) = a_{(x,y)}$ ist unabhängig von der Sensorkonfiguration (siehe Abb. 2.5). Die Standardabweichungen können analog zu Gl. (2.39) mittels des *Gaußschen Fehlerfortpflanzungsgesetzes* [BS97, S.732] komponentenweise berechnet werden:

$$\Delta \tilde{a}_{(x,y)} = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\partial}{\partial b_i} \tilde{a}_{(x,y)} \right| db_i \quad (2.53)$$

$$\sigma_{\tilde{a}_{(x,y)}}^2 = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial}{\partial b_i} \tilde{a}_{(x,y)} \right)^2 \sigma_{\beta}^2 \quad (2.54)$$

$$= \sum_{i=1}^n p_{(x,y),i}^2 \sigma_{\beta}^2. \quad (2.55)$$

Für die in Abb. 2.5 dargestellten Sensorkonfigurationen werden im Folgenden die Berechnungen beispielhaft vorgestellt. Es ergeben sich die Standardabweichungen gemäß Tab. 2.1. Als Referenz dient eine Sensoranordnung mit zwei orthogonalen Sensoren, bei der die beiden Standardabweichungen $\sigma_{\tilde{a}_x}$ und $\sigma_{\tilde{a}_y}$ jeweils σ_{β} betragen. Die Konfiguration in Abb. 2.5b, bei der die Messrichtungen gleichmäßig über dem Winkelbereich verteilt sind, liefert bezüglich des Rauschens auf dem Offset die geringste Verbesserung. Deutlich bessere Ergebnisse sind mit den Konfiguration aus Abb. 2.5a als Sonderfall von Abb. 2.5c ($\alpha_1 = 0^\circ$) zu erzielen. Mit der zweiten Konfiguration von Abb. 2.5c ($\alpha_1 = 20^\circ$, $\alpha_2 = 50^\circ$) eröffnet sich die Möglichkeit, eine Messachse als Vorzugsachse (hier die X-Richtung) zu betrachten, wie es häufig in Luft- und Raumfahrt Anwendung findet [Sac64, Pej71].

Tab. 2.1: Standardabweichungen bei Offsetrauschen für Konfigurationen mit sechs Sensoren

Anordnung nach	Abb. 2.5a	Abb. 2.5b	Abb. 2.5c	
			$\alpha_2 = 90^\circ - \alpha_1$	$\alpha_1 = 20^\circ, \alpha_2 = 50^\circ$
Standardabweichung $\sigma_{\tilde{a}_x}$	$0,577\sigma_{\beta}$	$0,673\sigma_{\beta}$	$0,577\sigma_{\beta}$	$0.528\sigma_{\beta}$
Standardabweichung $\sigma_{\tilde{a}_y}$	$0,577\sigma_{\beta}$	$0,673\sigma_{\beta}$	$0,577\sigma_{\beta}$	$0.644\sigma_{\beta}$

Offsetdrift

Das Sensorsignal bzw. der Sensor wird durch Alterungs- und Temperatureffekte verändert. Die Temperatur kann absolut bestimmt werden. Der Einfluss führt jedoch vielfach

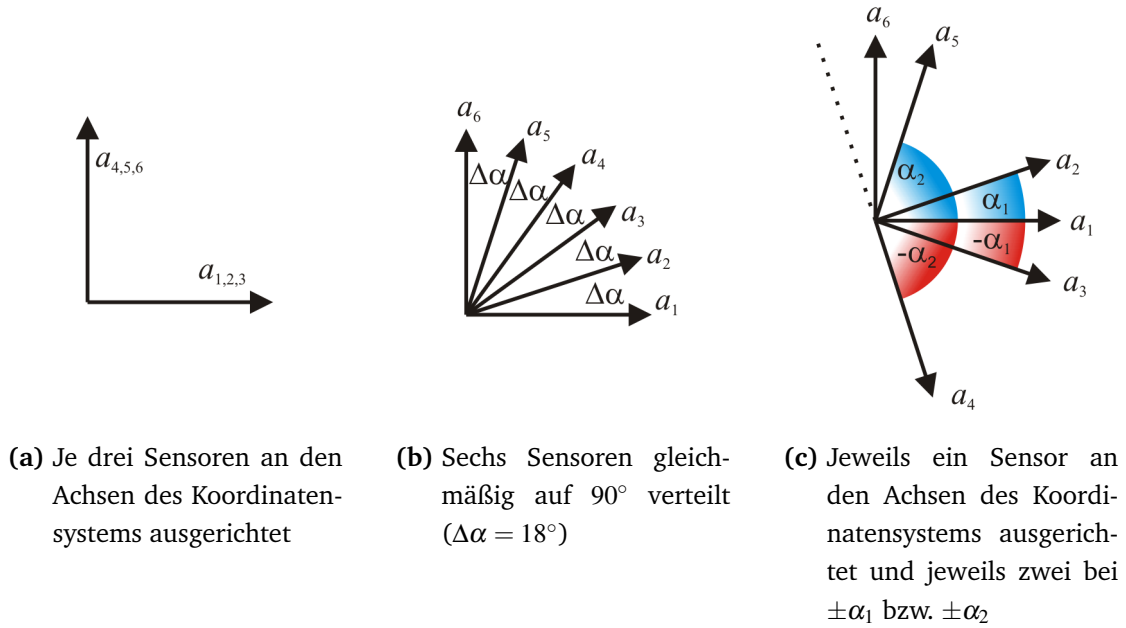


Abb. 2.5: Konfigurationen der Sensorausrichtungen für die Untersuchung der Störeinflüsse

zu zufälligen Erscheinungen. Die Rückwirkung auf ein Fluid (Brownsche Molekularbewegung⁶) führt zum mechanisch-thermischen Rauschen (vgl. Gl. (2.30)), analog kann der Einfluss auf elektronische Komponenten beschrieben werden (z. B. Widerstandsrauschen). Der Temperatureinfluss führt bei homogenen Materialien zu einer Veränderung der Sensorgeometrie (Ausdehnung, Verkürzung) und der mechanischen Eigenschaften (z. B. E-Modul [Hul99, S. 98]). Bei Schichtsystemen führt der Temperatureinfluss zu mechanischen Spannungen und Verbiegungen. Die Einflüsse durch Alterung beziehen sich auf Materialdiffusion sowie auf chemische Veränderung der im Sensor und zur Befestigung verwendeten Materialien.

Unter der Annahme einer kleinen räumlichen Ausdehnung des Sensorarrays kann von identisch wirksam werdenden Alterungs- und Temperatureinflüssen⁷ ausgegangen werden. Beide Einflüsse führen bei entsprechender Sensorgestaltung zu einem einheitlichen Verhalten aller Sensorelemente. Dies bedeutet, dass der Offset \vec{b} aus Gl. (2.41) für jedes Sensorelement in einen Rauschanteil sowie den alterungs⁸- und temperaturbedingten Anteil aufgespalten werden kann:

$$e_i = s_i \vec{t}_i \vec{a} + b(T, t) + b_{\text{Rausch}, i}. \quad (2.56)$$

Sind die Sensoren in dem Array derart angeordnet, dass sich der Temperatur- und Alterungseinfluss gleich auswirkt, ist durch Differenzbildung im redundanten Sensorsystem

⁶ siehe Abschnitt 2.2.2

⁷ Silizium besitzt eine sehr gute Wärmeleitfähigkeit $146,5 \text{ W}/(\text{mK})$ [Frü05b]

⁸ zeitvariant

der Driftanteil des Offsets eliminierbar:

$$e_i - e_j = s_i \vec{t}_i \vec{a} + b_{\text{Rausch},i} - (s_j \vec{t}_j \vec{a} + b_{\text{Rausch},j}). \quad (2.57)$$

Bei einer geraden Anzahl n von Sensorelementen, einheitlichen Empfindlichkeiten ($s_i = S$) und der Zusammenfassung der Rauschanteile zu \vec{b}^* , lässt sich für den Messvektor schreiben:

$$\vec{e}^* = S \begin{pmatrix} (\vec{t}_i - \vec{t}_{i+1})^T \\ \vdots \\ (\vec{t}_{n-1} - \vec{t}_n)^T \end{pmatrix} \vec{a} + \vec{b}^* = S \mathbf{T}^* \vec{a} + \vec{b}^* \quad \text{mit } i = [1, 3, 5, \dots, n-1]. \quad (2.58)$$

Ebenso wie im Fall des Offsettauschens kann der Schätzwert mittels Gl. (2.49) ermittelt werden, hierbei gilt für die Matrix

$$\mathbf{P} = (\mathbf{A}^{*T} \mathbf{A}^*)^{-1} \mathbf{A}^{*T} \quad \text{mit } \mathbf{A}^* = S \mathbf{T}^*. \quad (2.59)$$

Die Gleichung 2.57 zeigt, dass innerhalb eines Sensorarrays einheitliche Alterungs- und Temperatureinflüsse komplett eliminierbar sind. Hierfür werden an das Design des Sensorarrays zwei Forderungen gestellt. Die Matrix \mathbf{T}^* darf nicht singulär werden, d. h. die Sensoren müssen unterschiedliche Messrichtungen besitzen. Der thermische Einfluss auf das Material und die Komponenten der Sensoren (Feder, Masse, Anker) muss einheitlich sein. Dies ist bei nahe aneinander liegenden Sensoren auf einem Chip gewährleistet.

Rauschen des Skalierungsfaktors

Der Skalierungsfaktor stellt die Verstärkung des Sensorsignals bzw. die Empfindlichkeit des Sensors dar. Durch elektronische Baugruppen wird das Sensorsignal von einer nichtelektrischen Größe in eine elektrische Größe umgewandelt und verstärkt. Dieser Verstärkung ist jedoch auch ein Rauschen durch den nichtidealen Verstärkungsfaktor (z. B. Widerstand bzw. Widerstandsverhältnis) überlagert. Der Nennwert des Verstärkungsfaktors soll zu Vereinfachung der Rechnung auf $E(s_i) = 1$ gesetzt werden. Der Verstärkungsfaktor besitzt beim angenommenen, normalverteilten Rauschen eine Varianz $E((s_i - E(s_i))^2) = \sigma_s^2$. Der Offset wird in den folgenden Rechnungen nicht betrachtet $\vec{b} = \vec{0}$. In der Gl. (2.41) werden die verrauschten Skalierungsfaktoren berücksichtigt:

$$\vec{e} = \mathbf{S}^* \mathbf{T} \vec{a} = \mathbf{A}^* \vec{a}. \quad (2.60)$$

Hieraus ergibt sich der geschätzte Beschleunigungsvektor nach Gl. (2.49) zu

$$\vec{\hat{a}} = \mathbf{P} \mathbf{A}^* \vec{a}. \quad (2.61)$$

Die Matrix \mathbf{P} ist konstant und enthält die Nennwerte der Empfindlichkeit s_i . Durch erneute Anwendung des *Gaußschen Fehlerfortpflanzungsgesetzes*

$$\frac{\sigma_{\vec{\hat{a}}(x,y)}}{\sigma_s} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial}{\partial s_i} \vec{\hat{a}}(x,y) \right)^2} \quad (2.62)$$

wird sichtbar, dass im Gegensatz zu den Betrachtungen beim Offset die Standardabweichung abhängig vom Beschleunigungsvektor bleibt (siehe Abb. 2.6). In Tab. 2.2 werden die Konfiguration aus Abb. 2.5 bezüglich des Skalierungsrauschens verglichen. Die Schlussfolgerung aus der Analyse bezüglich des Offsetrauschens können auf das Rauschen des Skalierungsfaktors übertragen werden.

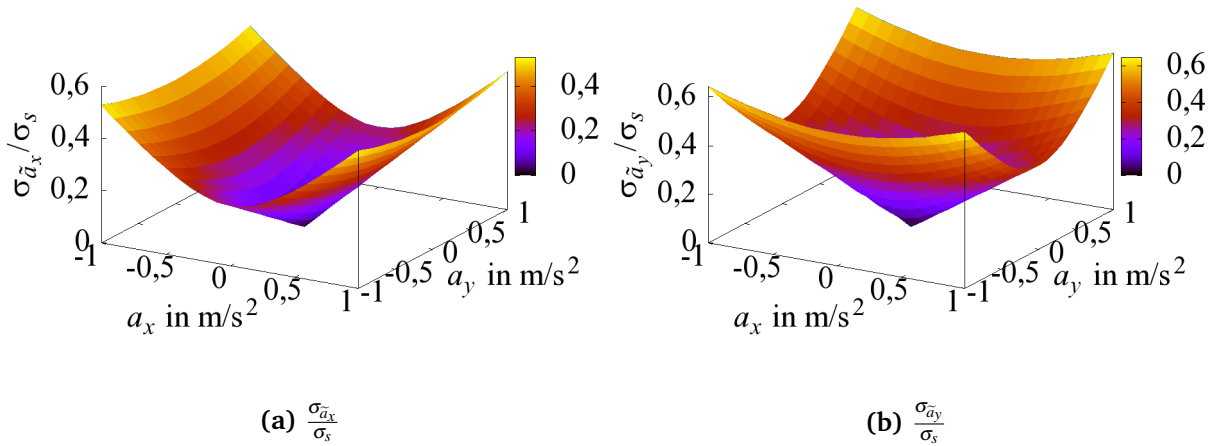


Abb. 2.6: Darstellung der normierten Standardabweichungen $\frac{\sigma_{\tilde{a}_{(x,y)}}}{\sigma_s}$ für Beschleunigungen im Bereich $a_{(x,y)} = \pm 1 \text{ m/s}^2$

Tab. 2.2: Standardabweichungen beim Rauschen des Skalierungsfaktors für Konfigurationen mit sechs Sensoren (jeweils Maximum im Bereich $a_{(x,y)} = \pm 1 \text{ ms}^{-2}$)

Anordnung nach	Abb. 2.5a	Abb. 2.5b	Abb. 2.5c	
			$\alpha_2 = 90^\circ - \alpha_1$	$\alpha_1 = 20^\circ, \alpha_2 = 50^\circ$
Standardabweichung $\sigma_{\tilde{a}_{x,max}}$	$0,577 \sigma_s$	$0,767 \sigma_s$	$0,577 \sigma_s$	$0,528 \sigma_s$
Standardabweichung $\sigma_{\tilde{a}_{y,max}}$	$0,577 \sigma_s$	$0,767 \sigma_s$	$0,577 \sigma_s$	$0,644 \sigma_s$

2.3.2 Systematische Einflüsse

Achsfehlausrichtung

Fehler in der Messrichtung bzw. Achsfehlausrichtung entsteht entweder durch die fehlerhafte Fertigung von Sensoren oder durch die fehlerhafte bzw. ungenaue Ausrichtung von Einzelsensoren in einem mehrachsigen Messsystem. Die letzte Fehlerquelle lässt sich durch die Fertigung der Sensoren in einem Array vermeiden, es verbleiben Fehler in der Fertigung. An dieser Stelle wird ein Vergleich zeigen, welchen Einfluss Ausrichtungsfehler auf das Messergebnis haben. Es wird von einem maximalen Winkelfehler

von $\Delta\alpha$ ausgegangen, gesucht sind die Schätzwertabweichungen $\Delta\tilde{a}_{(x,y)}$. Den Ausgangspunkt stellen wiederum die Gln. (2.41) und (2.49) dar:

$$\tilde{\vec{a}} = \mathbf{P} \mathbf{S} \mathbf{T} \vec{a}. \quad (2.63)$$

Der Offsetvektor \vec{b} ist auf null gesetzt, die Matrix \mathbf{P} ist konstant und für die folgenden Ableitungen winkelunabhängig, da hier die erwarteten Winkelwerte eingesetzt sind. Die Matrix \mathbf{T} enthält die fehlerbehafteten Messrichtungen, da hierdurch die Beschleunigungen auf die fehlausgerichteten Messachsen der Sensoren abgebildet werden. Die obere Grenze für die Beschleunigungsabweichung wird mit der Formel für den *absoluten Maximalfehler* [BS97, S. 729] komponentenweise ermittelt:

$$\Delta\tilde{a}_{(x,y)} = \left(\sum_{i=1}^n \left| \frac{\partial}{\partial \alpha_i} \mathbf{P} \mathbf{S} \mathbf{T} \vec{a} \right| \Delta\alpha_i \right)_{(x,y)}. \quad (2.64)$$

Die Ergebnisse für den maximalen Fehler bei Achsfehlausrichtungen sind für die Sensoranordnung aus Abb. 2.5c beispielhaft in den Abbildungen 2.7a und 2.7b dargestellt. Zum Vergleich ist für eine Sensoranordnung, bestehend aus zwei orthogonalen Sensoren, ebenfalls der Fehler aufgetragen. Jede Messrichtung besitzt einen maximalen Fehler von $\Delta\alpha = 0,1^\circ$. Für diesen Fall führt die Zwei-Sensor-Anordnung zur unteren Fehlerschranke. In einer zweiten Rechnung wird bei einem Sensor des Arrays die Achsfehlausrichtung zu null. In den Abbildungen 2.7c und 2.7d liegt der maximale Fehler des Arrays teilweise unterhalb der Zwei-Sensor-Anordnung.

Werden für alle Sensoren eines Arrays Winkelfehler angenommen, führt dies im Vergleich zu einer Zwei-Sensoranordnung zu höheren maximalen Fehlern. Die Reduzierung des Fehlers von schon einem Sensor des Arrays zeigt gegenüber der Zwei-Sensoranordnung eine Verbesserung mit zum Teil niedrigeren maximalen Fehlern trotz der weiteren fünf fehlerhaft ausgerichteten Sensoren.

Nichtlinearitäten

Nichtlinearitäten bei MEMS auf Basis von einkristallinem Silizium haben ihre Ursachen

- im *kapazitiven Messverfahren* und
- in *geometrischen Nichtlinearitäten* (große Auslenkungen, Dehnungen, Spannungsversteifung) [Meh99, S. 59].

Nichtlinearitäten des Materials können aufgrund des ideal elastischen Verhaltens ausgeschlossen werden [GD06, S. 47]. Es wird sich zeigen, dass die beiden zu berücksichtigenden Ursachen für Nichtlinearitäten auf Systemebene durch eine rückgekoppelte Arbeitsweise der Sensoren kompensierbar sind. Die Auslenkung der Sensorstruktur wird um die Nullposition durch Rückstellkräfte ausgeregelt. Dies erfolgt durch elektrostatische Kräfte bzw. Momente. Gemäß den Gln. (2.15) und (2.21) gilt unter der Forderung,

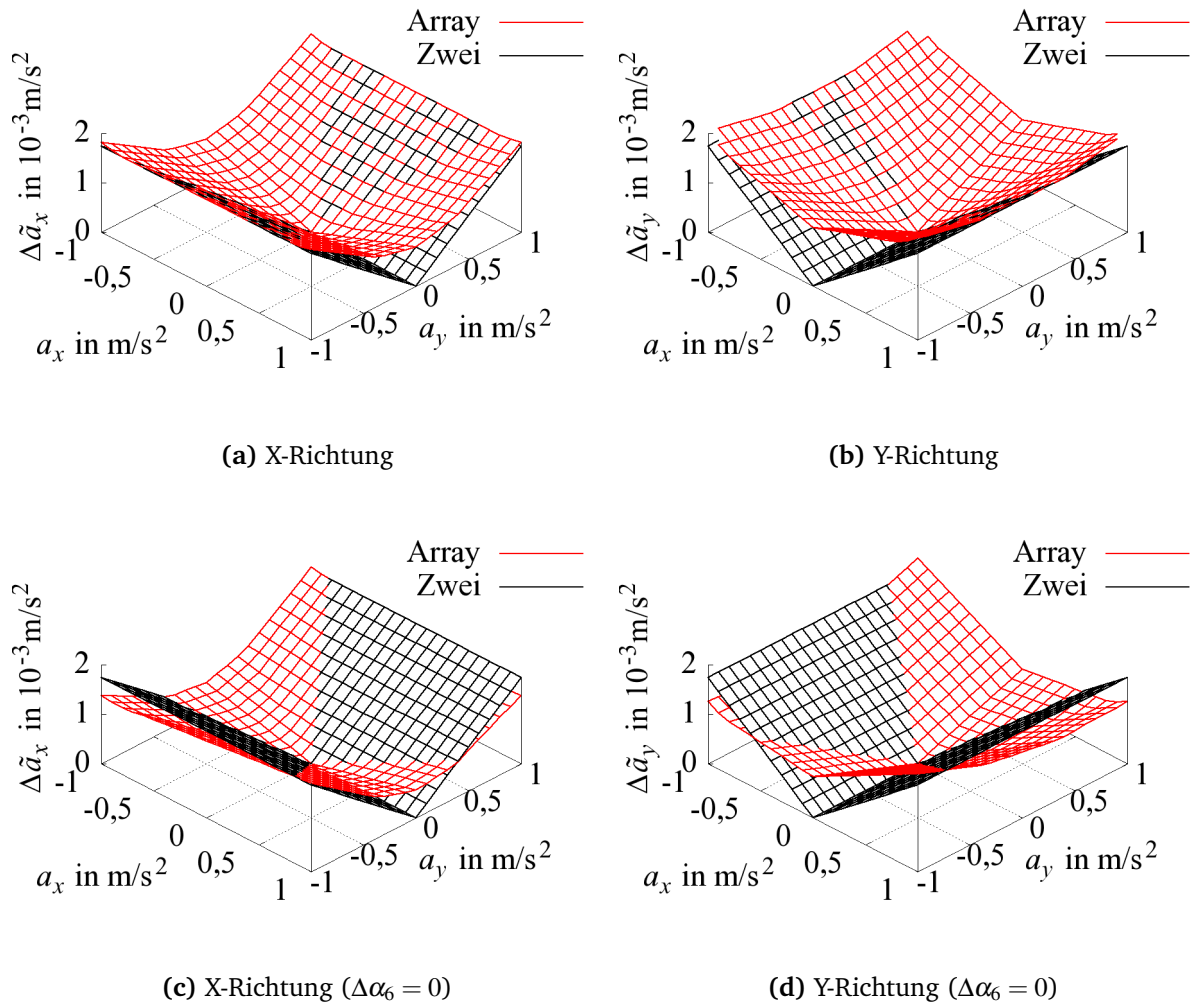


Abb. 2.7: Maximaler Fehler durch die Achsfehlausrichtung für die Array- und die Zwei-Sensor-Anordnung

dass das System ausgeregelt und unter statischer Last ist ($\varphi = 0, M_\alpha = 0$):

$$M_{\text{elek}} = U_{\text{pol}} U_B (-c), \quad (2.65)$$

dabei ist c ein konstanter Faktor, der die Summen der Kapazitätsableitungen im Nullpunkt enthält. Auch das *Momentengleichgewicht* Gl. (2.18) vereinfacht sich:

$$J_{\text{rot}} \ddot{\varphi} + d_{\text{rot}} \dot{\varphi} + k_{\text{rot}} \varphi|_{\varphi=0, \dot{\varphi}=0, \ddot{\varphi}=0} = 0 = M_a + M_{\text{elek}}. \quad (2.66)$$

Mit Gl. (2.19) ergibt sich der lineare Zusammenhang zwischen der Arbeitsspannung U_B und der Beschleunigung a im statischen, ausgeregelter Zustand:

$$m a r_{\text{SP}} = U_{\text{pol}} U_B c. \quad (2.67)$$

Auf der Systemebene sind durch eine Regelung die Nichtlinearitäten der Sensorelemente, bedingt durch die Auslenkung, komplett eliminiert werden. Für den Entwurf des Reglers werden diese Nichtlinearitäten berücksichtigt. Da die Regelung auf Systemebene erfolgt, ist dieses Ergebnis auf alle Sensorelemente des Arrays übertragbar.

Einfluss rotatorischer Kräfte

Aus Gl. (2.18) geht hervor, dass Pendelbeschleunigungssensoren nicht nur die Eigenschaft besitzen, die translatorische Beschleunigung zu detektieren, sondern ebenso auf Winkelbeschleunigungen gemäß Gl. (2.20) zu reagieren. Bei Einzelsensoren kann diese Querempfindlichkeit nicht eliminiert werden. Sind Sensoren z. B. in einem Array unter bestimmten Bedingungen [WF04] angeordnet, können die rotatorischen Beschleunigungsanteile ermittelt werden. Die im Folgenden betrachtete Sensoranordnung besitzt

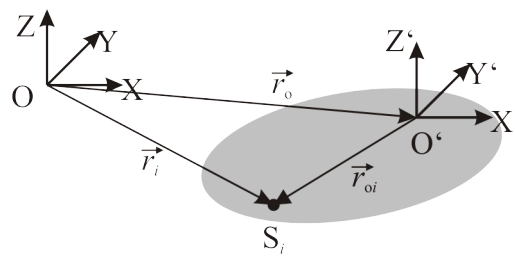


Abb. 2.8: Sensor S_i im bewegten Koordinatensystem O'

n Sensoren S_i . Diese sind auf einem bewegten (und rotierenden) Körper bezüglich des beliebig platzierten, jedoch mit dem Körper ausgerichteten, Koordinatensystems O' angeordnet (siehe Abb. 2.8). Im Punkt S_i , also im Standort des Sensors i , soll die Beschleunigung \ddot{r}_i gegenüber dem Inertialsystem O ermittelt werden. Die Position des Sensors i ist durch

$$\vec{r}_i = \vec{r}_o + \vec{r}_{oi} \quad (2.68)$$

gegeben. Nach [SGHW08, S.121f] kann die zweifache, zeitliche Ableitung ⁹ unter Beachtung der Rotation und des zeitinvarianten Vektors \vec{r}_{oi} ausgeführt werden:

$$\ddot{\vec{r}}_i = \ddot{\vec{r}}_o + \underbrace{\dot{\vec{\omega}} \times \vec{r}_{oi}}_{\text{Tangentialbeschleunigung}} + \underbrace{\vec{\omega} \times (\vec{\omega} \times \vec{r}_{oi})}_{\text{Radialbeschleunigung}}. \quad (2.69)$$

Für den Anwendungsfall in der Ebene, bei dem nur die Rotation um die Z-Achse zulässig ist, folgt mit

$$\vec{\omega} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega \end{pmatrix} \text{ und} \quad (2.70)$$

$$\dot{\vec{\omega}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\omega} \end{pmatrix} \text{ schließlich} \quad (2.71)$$

$$\vec{a} = \ddot{\vec{r}}_i = \ddot{\vec{r}}_o + \dot{\omega} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \times \vec{r}_{oi} - \omega^2 \vec{r}_{oi} \quad (2.72)$$

und mit der Vereinfachung auf zweidimensionale Vektoren¹⁰:

$$\vec{a} = \begin{pmatrix} a_x \\ a_y \end{pmatrix} + \dot{\omega} \begin{pmatrix} -r_{yi} \\ r_{xi} \end{pmatrix} - \omega^2 \begin{pmatrix} r_{xi} \\ r_{yi} \end{pmatrix}. \quad (2.73)$$

Mithilfe der Gln. (2.19) und (2.20) ergibt sich die Gl. (2.44), wie folgt:

$$e_i = s_i \left(m_i \, r_{SP,i} \, \vec{t}_i^T \left(\begin{pmatrix} a_x \\ a_y \end{pmatrix} + \dot{\omega} \begin{pmatrix} -r_{yi} \\ r_{xi} \end{pmatrix} - \omega^2 \begin{pmatrix} r_{xi} \\ r_{yi} \end{pmatrix} \right) + J_{SP,i} \dot{\omega} \right). \quad (2.74)$$

Diese Gleichung enthält die vier zu bestimmenden Größen a_x , a_y , $\dot{\omega}$, und ω^2 . Die Messgleichung in Matrixform ergibt sich zu

$$\vec{e} = \mathbf{A} \vec{a} \quad (2.75)$$

mit

$$\vec{a} = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} a_x \\ a_y \end{pmatrix} \\ \dot{\omega} \\ \omega^2 \end{pmatrix} \quad (2.76)$$

und

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} s_1 m_1 \, r_{SP,1} \, \vec{t}_1^T & s_1 \left(m_1 \, r_{SP,1} \, \vec{t}_1^T \begin{pmatrix} -r_{y1} \\ r_{x1} \end{pmatrix} + J_{SP,1} \right) & -s_1 m_1 \, r_{SP,1} \, \vec{t}_1^T \begin{pmatrix} r_{x1} \\ r_{y1} \end{pmatrix} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_n m_n \, r_{SP,n} \, \vec{t}_n^T & s_n \left(m_n \, r_{SP,n} \, \vec{t}_n^T \begin{pmatrix} -r_{yn} \\ r_{xn} \end{pmatrix} + J_{SP,n} \right) & -s_n m_n \, r_{SP,n} \, \vec{t}_n^T \begin{pmatrix} r_{xn} \\ r_{yn} \end{pmatrix} \end{pmatrix}. \quad (2.77)$$

⁹ Die Integration setzt sich aus der Ableitung im relativ System O' und im Referenzsystem O zusammen:

$\frac{\partial}{\partial t} \vec{r}_{oi} \Big|_O = \frac{\partial}{\partial t} \vec{r}_{oi} \Big|_{O'} + \vec{\omega} \times \vec{r}_{oi}$ [Hag03, S. 41]

¹⁰ Z-Komponente ist null

Für die Bestimmung des Schätzwertvektors $\tilde{\mathbf{a}}$ mit Gl. (2.49) wird die Matrix \mathbf{P} benötigt. Die Ermittlung der (Pseudo-)inversen \mathbf{P} der Matrix \mathbf{A} setzt voraus, dass die Gln. (2.74) linear unabhängig sind und mindestens vier Sensoren verwendet werden. In [WF04] werden Sensoranordnungen untersucht, die diese Forderung erfüllen. Eine vorgestellte Variante ist, zwei zweiachsige Sensoren zu verwenden. Die Sensoren dürfen keine parallel zueinander ausgerichteten Messrichtungen besitzen und müssen einen Mindestabstand einhalten.

Untersuchungen zeigen [TS05, OM07, CA08], dass dieses Verfahren geeignet ist, IMS auch ohne Drehratensensoren aufzubauen. Neben dem einfacheren Aufbau ergeben sich die Vorteile

- der einfacheren Kalibrierbarkeit (z. B. wird nur die Erdbeschleunigung als Referenz benötigt [OM07])
- der Unempfindlichkeit gegenüber Beschleunigungen bzw. Vibrationen im Vergleich zu MEMS-Drehratensensoren [Hin02].

Dem gegenüber stehen jedoch Probleme bezüglich der Stabilität der Messergebnisse. Durch geeignete Kalibrierungs- [OM07, CPR08], Berechnungs- und Filtermethoden [CA08] wird an der Behebung dieser Einschränkungen gearbeitet.

Kapitel 3

Sensorarrayentwicklung

3.1 Siliziummikromechanik

Silizium zeichnet sich durch seine hervorragenden technischen Eigenschaften nicht nur für die Mikroelektronik aus, sondern es dient auch als Grund- bzw. Konstruktionsmaterial für mechanische, fluidische und optische miniaturisierte Komponenten, die mithilfe von elektrischen Schnittstellen bzw. Elektronikintegration als mikroelektromechanische Systeme (MEMS) bezeichnet werden. Ausgangspunkt für MEMS ist der Siliziumwafer. Wafer sind als hochreines Material verfügbar und können durch verschiedene physikalische und chemische Prozesse präpariert werden, um die Anforderungen für Mikroelektronik und Mikromechanik zu erfüllen. Auf einem Wafer werden mehrere Chips gleichzeitig gefertigt, diese gleichzeitige Fertigung führt zum Kostenvorteil gegenüber sequenziellen, feinwerktechnischen Fertigungsprozessen.

Silizium in seiner einkristallinen Form weist hervorragende mechanische und elektrische Eigenschaften¹ auf [Frü05a]:

- durch Dotierung kann die Leitfähigkeit in einem großen Wertebereich eingestellt werden, sowohl in Teilen als auch für den gesamten Wafer
- sehr gute Wärmeleitfähigkeit
- ideal elastisches Verhalten (Übereinstimmung von Proportionalitätsgrenze, Elastizitätsgrenze und Zugfestigkeit) somit keine plastische Verformung und keine Hysterese
- hohe Bruchspannung, jedoch durch eine Ausfallwahrscheinlichkeit charakterisiert (Ausgangspunkt von Schäden sind statistisch verteilte Kanten- und Oberflächenfehler [GD06, S. 59])
- geringe bzw. keine Materialdämpfung und
- keine Materialermüdung.

¹ bei typischen Arbeitstemperaturen $T < 600\text{ °C}$

Der einkristalline Aufbau von Silizium führt zu einem homogenen, anisotropen Materialverhalten. Z. B. kann für die Fertigung von volumenmikromechanischen Komponenten das unterschiedliche Ätzverhalten in verschiedene Kristallrichtungen gezielt zur Formgebung ausgenutzt werden [Frü05a]. Bei Verformungselementen (Balken, Membranen) muss das anisotrope Verhalten des Elastizitätsmoduls (E-Modul) im Design beachtet werden.

3.2 Technologie

Für die Herstellung von MEMS-Strukturen sind eine Reihe von Technologien bekannt. In Tab. 3.1 werden anhand von Beschleunigungs- bzw. Vibrationssensoren die nutzbaren MEMS-Technologien verglichen und für den angestrebten Sensorentwurf bewertet. Ziel der Entwicklung ist ein Array aus mehreren unterschiedlich ausgerichteten Beschleunigungssensoren. Für diesen Anwendungsfall werden die in der Tabelle aufgelisteten Parameter untersucht:

- Der Parameter *Platzbedarf* bewertet den typischen Flächenbedarf für die einzelnen Komponenten (Feder, Masse, Anker, Elektroden).
- Für eine offene Sensorstruktur (ohne Verkappung) ist die *Anzahl* an notwendigen Wafern angegeben.
- Der Parameter *Designfreiheit* bewertet die Einschränkungen im Design, welche z. B. in Form von Ätzschrägen bzw. Ätzkompensationsflächen bei der Volumen-technologie bestehen. Bei oberflächennahen und Oberflächen-Technologien sind z. T. einheitliche Spaltabstände und Hinterätzöffnungen zu berücksichtigen.
- Die *effektive Dichte* bezieht sich, bedingt durch die Hinterätzöffnungen in beweglichen Strukturen bei Oberflächen- und teilweise bei oberflächennahen Technologien, auf die pro Massefläche verbleibende Siliziumfläche. Wie sich im Abschnitt 2.2.2 zeigt, spielt für hochpräzise Inertialsensorik die seismische Masse eine entscheidende Rolle.
- Ein sowohl für die seismische Masse als auch für die Querempfindlichkeit wichtiger Parameter ist die erreichbare *Strukturtiefe*. Oberflächenstrukturen erreichen Strukturturen im einstelligen Mikrometerbereich, oberflächennahe Strukturen erreichen den dreistelligen Mikrometerbereich. Bei Volumentechnologien wird die gesamte Waferstärke verwendet.

Wird der Kostenfaktor, welcher vor allem durch die ersten beiden Punkte bestimmt wird, außer Acht gelassen, treten die Vorteile der BDRIE-Technologie sehr deutlich hervor.

Das Beschleunigungssensorarray wird in einer oberflächennahen Siliziummikrotechnologie hergestellt. Es wird dabei auf den neu entwickelten Technologieablauf des Zentrums für Mikrotechnologien an der TU Chemnitz zurückgegriffen. Die Technologie ist

Tab. 3.1: Bewertung der Technologievarianten ($\oplus\oplus\oplus$ - \ominus : sehr gut - schlecht)

Bewertungs- parameter	Technologie				
	Volumen [WSH ⁺ 05]	Oberfläche [BHM98]	oberflächennah		
			AIM [BKKG02, Loh06]	BDRIE [HKB ⁺ 05, Sch08a]	SCREAM [ZM92, SWM ⁺ 02]
Platzbedarf	\ominus	$\oplus\oplus\oplus$	\oplus	$\oplus\oplus$	$\oplus\oplus$
Waferanzahl	2-3	1	1	2	1
Designfreiheit	\oplus	$\oplus\oplus$	$\oplus\oplus$	$\oplus\oplus\oplus$	$\oplus\oplus$
eff. Dichte (seismische Masse)	$\oplus\oplus\oplus$	\oplus	\oplus	$\oplus\oplus\oplus$	\oplus
Strukturtiefe (Queremp- findlichkeit)	$\oplus\oplus\oplus$	\ominus	$\oplus\oplus$	$\oplus\oplus$	$\oplus\oplus$

nicht Gegenstand der Arbeit, aus diesem Grund erfolgt nur eine kurze Darstellung des Ablaufs, um die Einflüsse auf das Design des Sensorarrays und dessen messtechnische Charakterisierung erläutern zu können.

Der im Folgenden dargestellte Technologieablauf eignet sich sowohl für die Fertigung von mikromechanischen Sensoren [HKB⁺05, FSH⁺08] als auch von Aktoren [Sch08a]. Er ist vorrangig für in der Waferenebene bewegliche MEMS-Strukturen ausgelegt. Bei dieser Technologie werden für eine offene, luftgedämpfte Struktur zwei Wafer benötigt. Ein Wafer enthält die aktiven Sensor- bzw. Aktorstrukturen und der zweite Wafer wird als Träger verwendet. Beide Wafer werden durch eine 2 μm dicke Siliziumdioxidschicht voneinander elektrisch isoliert und verbondet. Der Technologieablauf wird als *Bonding and Deep Reactive Ion Etching* (BDRIE) bezeichnet [HKB⁺05]. Zur Vermeidung der bei anderen oberflächennahen bzw. Oberflächenprozessen notwendigen Hinterätzöffnungen werden die Freiräume unter den beweglichen Strukturen schon vor dem Trockenätzprozess (DRIE) erzeugt. Für die Sensorentwicklung stehen die drei Varianten nach Abb. 3.1 zur Auswahl.

1. Bei Variante nach Abb. 3.1a wird die Rückseite des aktiven Wafers durch einen nasschemischen Ätzprozess präpariert. Hierdurch wird die Zieldicke der aktiven Struktur durch den nasschemischen Ätzprozess bestimmt, der oxidbeschichtete Trägerwafer dient nur als Träger. Der Nachteil dieser Variante ist der große Platzbedarf durch die Ätzschrägen an den Abstützungen der aktiven Struktur.
2. Für Variante nach Abb. 3.1c wird der Trägerwafer unter den später freistehenden aktiven Strukturen mit trockenchemisch geätzten Gruben versehen. Der aktive Wafer wird jedoch zur einfacheren Handhabung in Standardwaferstärke aufge-

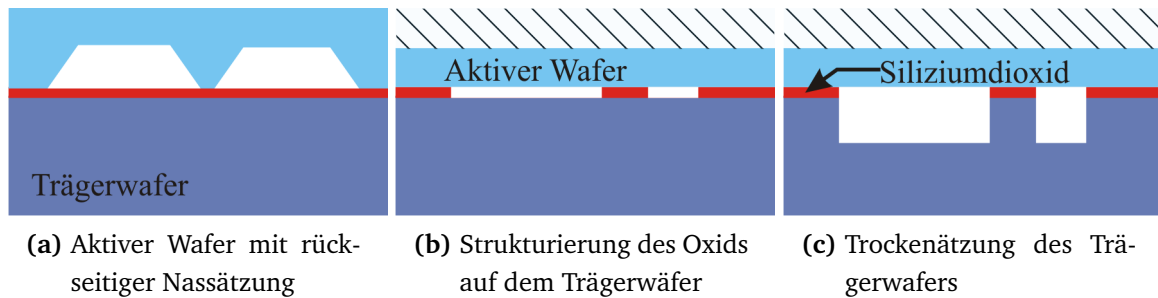


Abb. 3.1: Drei Varianten zur rückseitigen Freilegung der beweglichen Strukturen im aktiven Wafer vor dem Waferbonden

bondet und muss oberseitig abgedünnt werden. Alternativ wird der aktive Wafer als SOI-Wafer² ausgeführt, bei dem der SOI-Trägerwafer und die SOI-Oxidschicht nach dem Bonden, auf den präparierten BDRIE-Trägerwafer, entfernt werden [FSH⁺08].

- Die Variante nach Abb. 3.1b ist eine vereinfachte Variation von Abb. 3.1c, bei der nur das Oxid strukturiert wird. Für Sensoren ist diese Vereinfachung jedoch ungeeignet, da sich durch den geringen Luftspalt von 2 μm zwischen aktiven Wafer und Träger eine sehr große Parallelkapazität ausbildet.

Die aktuelle Sensorgeneration hat den Chipaufbau nach der Variante in Abb. 3.1c. Dieser Technologieablauf wird im Folgenden näher erläutert. Der gesamte BDRIE-Technologieablauf [HKB⁺05] für die Herstellung der Sensorelemente ist in Abb. 3.2 dargestellt. Ausgangspunkt ist der Trägerwafer mit einer 2 μm dicken Siliziumdioxid- und Fotoresistschicht, rückseitig wird der Wafer mit Aluminium besputtert, um eine gute Kontaktierung des Bulkmaterials zu erreichen. In den Wafer werden 50 μm tiefe Gruben trockenchemisch geätzt (Abb. 3.2a). Nach der Entfernung des Fotoresists wird der aktive Wafer in Standardwaferstärke (200-500 μm) durch direktes Siliziumbonden mit der Oxidzwischen-schicht aufgebondet. Dieser Wafer wird durch Ätz- und Polierprozesse auf die gewünschte Zieldicke von 50 μm abgedünnt. Anschließend werden die Drahtbondpads aus Aluminium aufgebracht (Abb. 3.2d). Wie in den Abbildungen 3.2e und 3.2f dargestellt, erfolgt nun die eigentliche Strukturierung der MEMS-Komponenten im aktiven Wafer, Oxid- und Fotoresist maskieren die Siliziumstrukturen. Durch Trockenätzen werden die Sensorelemente freigelegt. Die Ergebnisse des zyklisch ablaufenden Trockenätzens [Hil04, S. 36] sind in Abb. 3.3 gut zu erkennen. Die Vorteile dieser Technologie sind:

- sehr große Aspektverhältnisse (25 : 1)
- minimale Struktur- und Grabenbreiten (1,5-2 μm)
- keine Begrenzung der maximalen Struktur- und Grabenbreiten

² SOI-Wafer: Silicon on Insulator, z. B. Silizium-Glas-Waferverbund

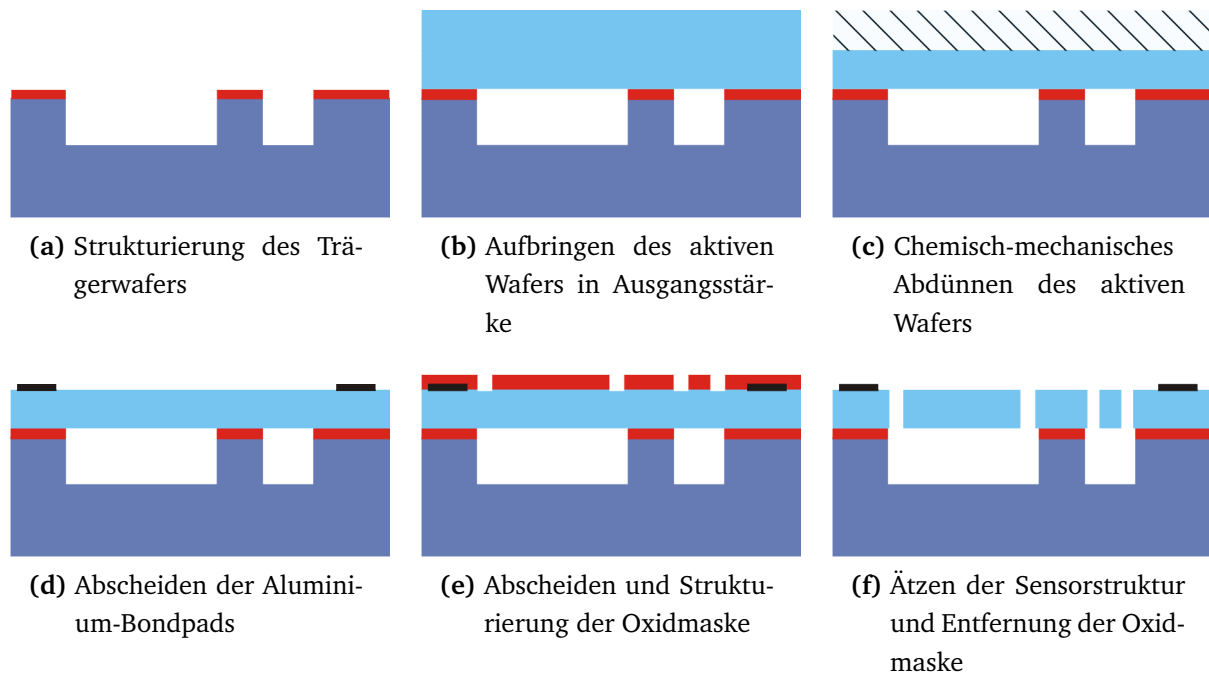


Abb. 3.2: Technologieablauf zur Sensorstrukturierung basierend auf Variante nach Abb. 3.1c

- keine Hinterätzöffnungen nötig
- keine Beachtung der Anisotropie bezüglich der Strukturierung notwendig (Trockenätzen) und
- geringe Parallelkapazität bei Variante nach Abb. 3.1a und Abb. 3.1c möglich.

3.3 Komponentenentwurf

3.3.1 Grundstruktur

Ziel des Sensorentwurfs ist die Entwicklung einer mikromechanischen Beschleunigungssensorstruktur in einer Arrayanordnung, die mehrere Messrichtungen erlaubt. Ausgehend von den Überlegungen in Abschnitt 2.3 sollen diese Sensorelemente als redundantes Sensorsystem mit einer definierten Richtungscharakteristik ausgelegt werden.

Für mikromechanische Beschleunigungssensoren sind thermische [MGM⁺03, BGK⁺02], fluidische [BBKW05, KCJ09] und mechanische Funktionsprinzipien bekannt. Die mechanischen Sensoren besitzen im Grundaufbau Federstrukturen und eine bewegliche, an den Federn aufgehängte, seismische Masse. Eine Besonderheit bilden Sensoren mit einer schwebenden seismischen Masse, deren Mittelposition durch elektrostatische Kräfte ausgeregelt wird, ohne dass mechanische Federelemente verwendet werden [HK02, Han04]. Beschleunigungssensorstrukturen mit Federn und seismischer Mas-

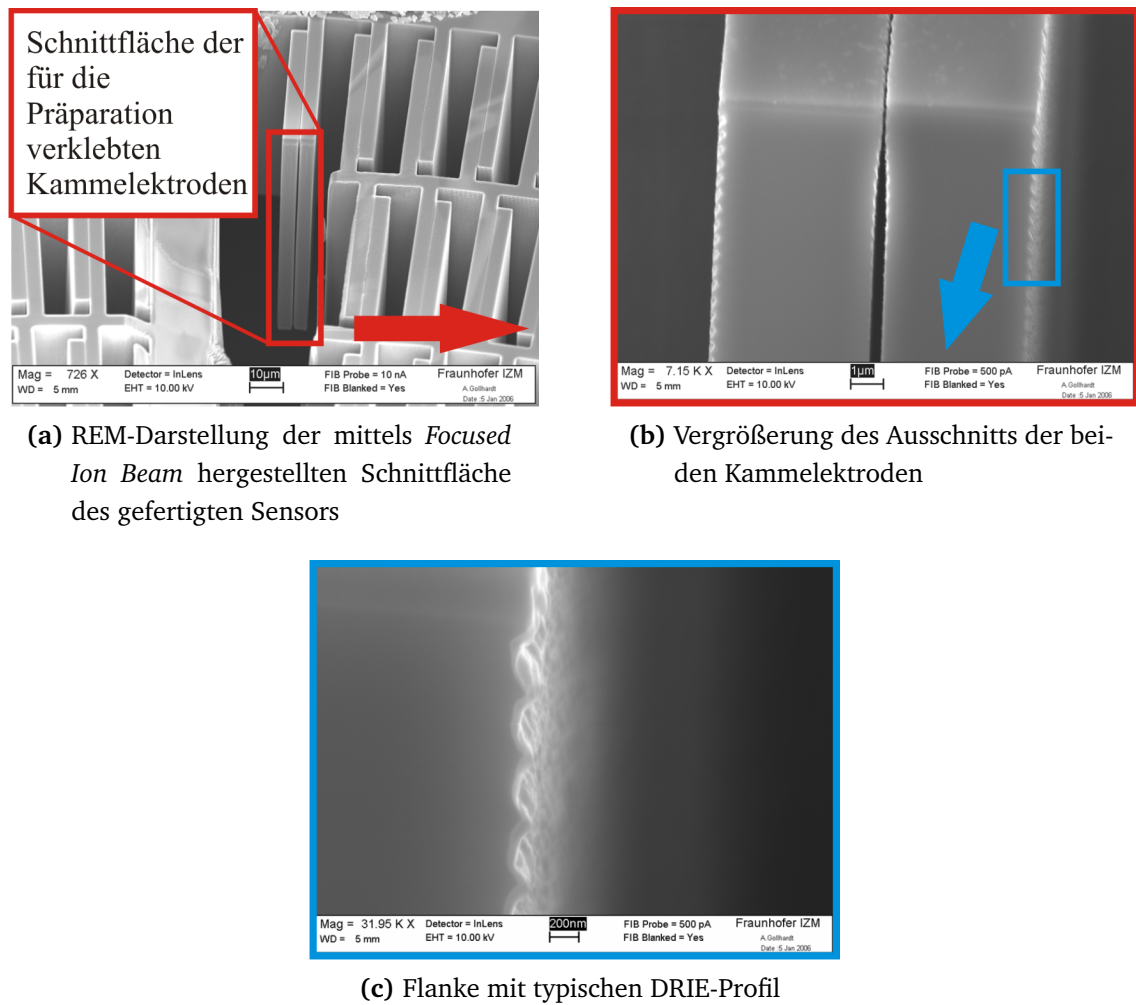


Abb. 3.3: Darstellung der trockengeätzten Sensorstruktur [Quelle: Gollhardt, Faust FhG IZM]

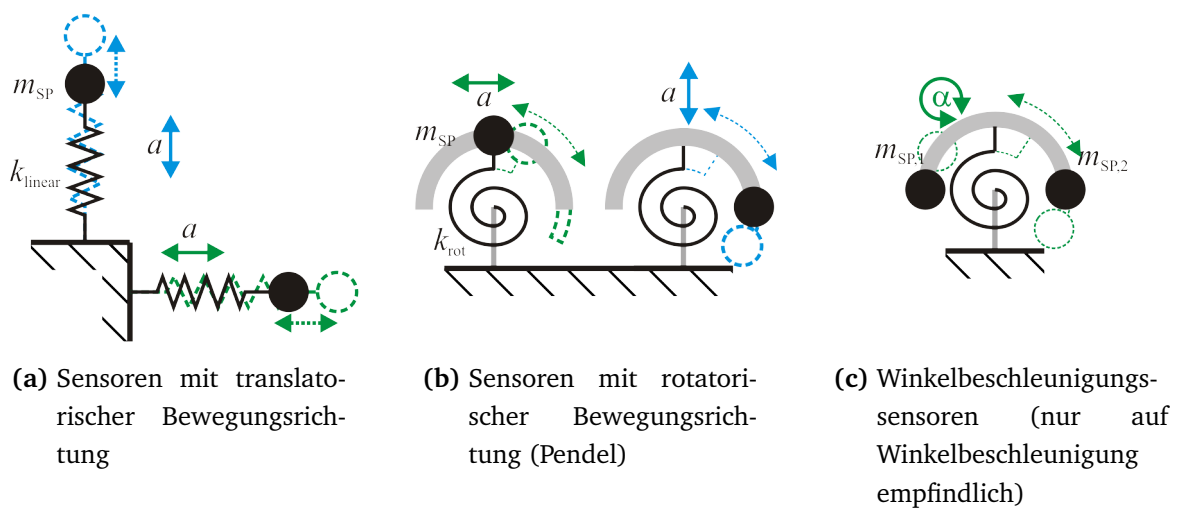


Abb. 3.4: Bewegung des Masseschwerpunkts m_{SP} des Beschleunigungssensors bei verschiedenen einwirkenden Beschleunigungsrichtungen

se können wiederum nach zwei Prinzipien arbeiten [LW06, S. 1023]:

- Linearbeschleunigungssensoren mit translatorischer Bewegung der seismischen Masse (Abb. 3.4a) und
- Linearbeschleunigungssensoren mit rotatorischer Bewegung (Pendelbeschleunigungssensoren) (Abb. 3.4b).

Bei der Sonderform nach Abb. 3.4c wird nur die Winkelbeschleunigung gemessen.

Bei Beschleunigungssensoren nach Abb. 3.4a ist die Federführung so gestaltet, dass die Bewegung der seismischen Masse nur in Messrichtung ohne Verkipfung erfolgt. Dies setzt eine meist achssymmetrische Mehrpunktaufhängung der Masse voraus. Realisierungsvarianten finden sich sowohl in Oberflächen- und oberflächennaher Technologie [CLZ⁺96, LB96, RSG03] als auch in der Volumenmikromechanik [GPS01, ZSS⁺01, YN01]. Winkelbeschleunigungssensoren besitzen auf gleichen Radien liegende und darauf gleichmäßig verteilte Masseelemente. Diese erzeugen beim Einwirken einer linearen Beschleunigung entgegengesetzt wirkende Momente. Es findet keine Strukturauslenkung statt. Bei einer Winkelbeschleunigung sind die Momente gleichgerichtet. Dies führt zu einer Verdrehung der Sensorstruktur gegenüber dem Rahmen. Winkelbeschleunigungssensoren werden aufgrund der aufwändigen Geometrie und Kontaktierung vorrangig in Oberflächen- bzw. oberflächennaher Technologie gefertigt [OMN03, KA03]. Zwischen diesen beiden Varianten sind die Pendelbeschleunigungssensoren angesiedelt. Diese Sensoren besitzen einen technologisch einfacheren Aufbau. Die z. T. unsymmetrische Masse bzw. Federaufhängung führt zu einer höheren Empfindlichkeit. MEMS-Sensoren mit sehr großer seismischer Masse werden häufig in Volumenmikromechanik gefertigt [PS80, WSH⁺05, Rud83, RA78, SGKM96, TMS⁺95, RA01]. Für diesen Aufbau sprechen die folgenden Vorteile:

- Die einseitige bzw. zentrische Federaufhängung [HMAK03] verringert bzw. verhindert den Einfluss thermomechanischer Spannung in Schichtsystemen, die zu einer Veränderung der Federsteifigkeit führen können (*stress stiffening*).
- Durch unsymmetrische Masseelemente oder unsymmetrische Aufhängung der Masse verschiebt sich der Schwerpunkt des Sensors und damit der Angriffspunkt für den Beschleunigungsvektor. Dies wird gezielt in mehrachsigen Beschleunigungssensoren der Volumenmikromechanik [SGKM96, TMS⁺95, RA01] ausgenutzt.

Bedingt durch die rotatorische Bewegung messen diese Sensoren auch die Winkelbeschleunigung, diese kann in Sensorarrays jedoch aus dem Messwerten extrahiert werden (siehe Abschnitt 2.3.2).

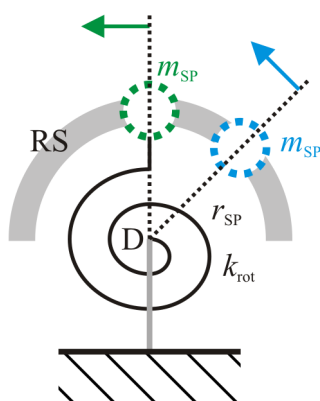
3.3.2 Sensordesign

Ein Array, bestehend aus sechs redundant arbeitenden Beschleunigungssensoren, soll in der im Abschnitt 3.2 vorgestellten oberflächennahen MEMS-Technologie realisiert

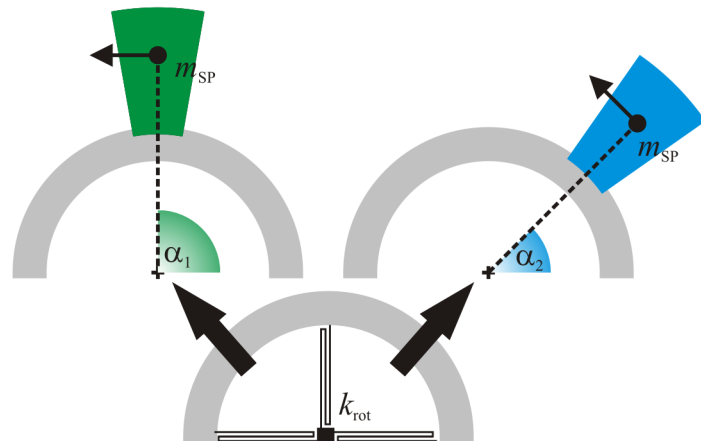
werden. Hierbei wird die Möglichkeit genutzt, eine Vorzugsrichtung zu definieren (vgl. Abb. 2.5). Um das Sensordesign unabhängig vom anisotropen Verhalten des einkristallinen Siliziums zu gestalten, wird das im vorherigen Abschnitt erläuterte Beschleunigungssensordesign mit rotatorischer Bewegungsform aufgegriffen. In Abb. 3.5a wird an zwei Messrichtungen das Prinzip dargestellt:

- die bewegliche Ringstruktur RS ist an den Federelementen k_{rot} befestigt
- die Federelemente sind am Drehpunkt D fest mit dem Rahmen verbunden
- auf der Ringstruktur werden Masseelemente m_{SP} angebracht
- durch die unterschiedliche Positionierung der Masseelemente auf der Ringstruktur werden unterschiedliche Messrichtungen realisiert und
- eine Beschleunigung auf die Masseelemente bewirkt im Abstand r_{SP} ein Moment und somit eine Auslenkung der Ringstruktur.

Dieses Prinzip lässt sich in das in Abb. 3.5b abgebildete Design überführen. An der Ringstruktur werden unter verschiedenen Winkeln α_i die Massesegmente angeordnet und bestimmen dadurch die Messrichtung der einzelnen Sensorelemente. Die Federstruktur muss für alle Sensorelemente identisch gestaltet und ausgerichtet werden. Bei Verwendung von $\{100\}$ -Standardwafern ist es möglich, die Federstruktur zusätzlich um 90° zu drehen, wodurch ebenso identische mechanische Materialeigenschaften und damit Federeigenschaften erhalten werden [Meh99, S. 39].



(a) Schematische Darstellung



(b) Anordnung der seismischen Masse und der einheitlich gestalteten Federn

Abb. 3.5: Design von zwei Sensorelementen mit unterschiedlichen Messrichtungen

3.3.3 Kapazitive Auslenkungsdetektion

Für die Auswertung der mechanischen Auslenkung wird das kapazitive Wirkprinzip genutzt. Dieses Wirkprinzip zeichnet sich durch seine einfache technologische Integrierbarkeit, hohe Empfindlichkeit [GD06, S. 267] und geringe Temperaturbeeinflussung [Bax97, S. 73] aus. Für das kapazitive Wirkprinzip werden in MEMS variable Plattenkondensatoren³

$$C = n \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{u t}{d_0} \quad (3.1)$$

eingesetzt. Die Auslenkungsdetektion in Beschleunigungssensoren wird durch die Variation der Plattenfläche (Abb. 3.6a) oder des Plattenabstands d_0 (Abb. 3.6b) realisiert. Die Plattenfläche wird durch die beiden Größen Überdeckung u und Plattenhöhe t ausgedrückt. Zur Vergrößerung der wirksamen Kapazität werden die Plattenkondensatoren kammförmig nebeneinander angeordnet und vervielfachen die Kapazität um den Faktor n bei hoher mechanischer Stabilität.

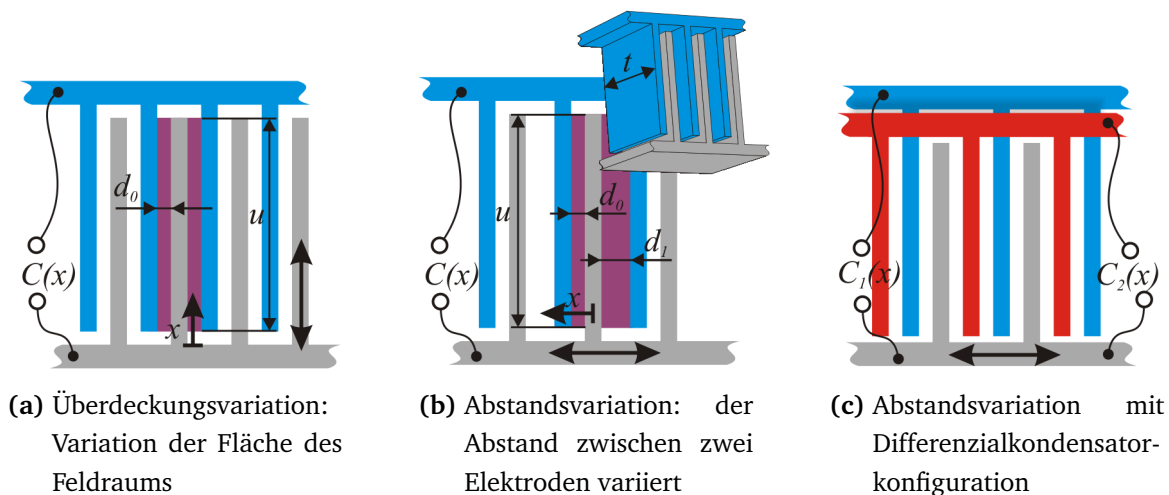


Abb. 3.6: Kammelektrodenkonfigurationen mit unterschiedlichen Kapazitätsfunktionen $C(x)$

Das in Abb. 3.6c dargestellte Differenzialkondensatorprinzip verbessert die Linearität im Vergleich zur Anordnung in Abb. 3.6b. Bei dieser Anordnung werden in der Signalaufbereitung sowohl die parasitäre Kapazitäten als auch die konstanten Grundkapazitäten, die den beiden Kapazitäten C_1 und C_2 parallel überlagert sind, verringert und unter idealen Bedingungen eliminiert. Die Herstellung der Strukturen nach Abb. 3.6c setzt mehrere Leiterebenen zur Kontaktierung der feststehenden Elektroden voraus. Diese Technologie steht für das zu entwickelnde Sensorarray nicht zur Verfügung und wird im Folgenden nicht weiter betrachtet. Das Konzept des Differenzialkondensators ist jedoch auch mit den beiden Varianten nach Abb. 3.6a und Abb. 3.6b realisierbar (vgl. Abb. 3.10).

³ ohne Streufeld

In Abb. 3.7a sind die Kapazitätsfunktionen einer Kammzelle für Abstandsvariation nach Abb. 3.6b

$$C(x) = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{u t}{d_0 - x} + \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{u t}{d_1 + x} \quad (3.2)$$

und für die Überdeckungsvariation nach Abb. 3.6a

$$C(x) = 2\varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{(u + x) t}{d_0} \quad (3.3)$$

bei gleicher Zellgeometrie dargestellt. Werden die beiden Abstände von der beweglichen Mittelelektrode zu den beiden Gegenelektroden gleichgesetzt ($d_1/d_0 = 1$), ist die abstandsvariierte Kapazitätsanordnung nicht sinnvoll einsetzbar. Sie besitzt keine Richtungsselektivität und die Empfindlichkeit im Arbeitspunkt ist null. Wird das Abstandsverhältnis vergrößert ($d_1/d_0 > 1$), steigt die Empfindlichkeit sehr stark an. Der Vergleich der Empfindlichkeiten im Arbeitspunkt für die Abstandsvariation führt zu

$$S_{\text{Abst}, x=0} = \left. \frac{\partial C(x)}{\partial x} \right|_{x=0} = \varepsilon_r \varepsilon_0 u t \left(\frac{1}{d_0^2} - \frac{1}{d_1^2} \right) \quad (3.4)$$

und für die Überdeckungsvariation zu

$$S_{\text{Über}, x=0} = \left. \frac{\partial C(x)}{\partial x} \right|_{x=0} = 2\varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{t}{d_0}. \quad (3.5)$$

Die beiden Funktionen sind in Abb. 3.7b dargestellt. Hierbei wird der rückseitige Plattenabstand d_1 vergrößert und die Empfindlichkeit bezüglich der maximalen Empfindlichkeit⁴ dargestellt. Die Fläche dieses Feldraums wird zum Vergleich mit überdeckungsvariieren Elektrodenpaaren gefüllt. Die Empfindlichkeit dieser Anordnung steigt nur durch die Erhöhung der Anzahl der Elektrodenpaare. Die Abb. 3.7b zeigt die höhere Empfindlichkeit der abstandsvariieren Kapazitätsanordnung. Ab einem Abstandsverhältnis von zwei bzw. drei werden 75 % bzw. 88 % der Empfindlichkeit einer einfachen Plattenkondensatoranordnung erreicht.

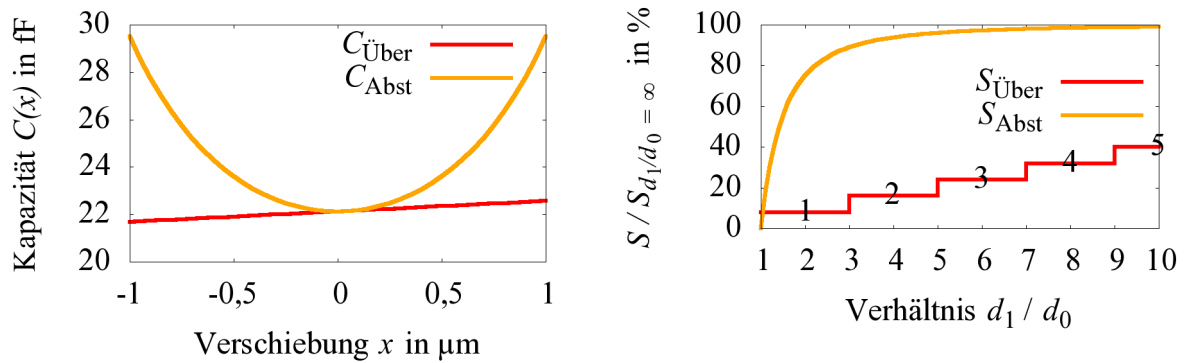
Für die Auslenkungsdetektion ist folglich die abstandsvariierte Kapazitätsanordnung vorzuziehen. Da das Sensorarray im geschlossenen Regelkreis arbeitet, ist die Empfindlichkeit besonders wichtig. Der Nachteil bezüglich Nichtlinearität wird durch die Differenzialkondensatoranordnung und die Regelung verbessert.

3.4 Sensorlayout

Für das Layout und den Entwurf des Sensorarrays werde folgende Randbedingungen vorgegeben:

- in das Array werden sechs Sensoren integriert

⁴ Dies entspricht der Empfindlichkeit eines einfachen Plattenkondensators ($d_1 \rightarrow \infty$).



(a) Kapazitätsverlauf für eine Kammzelle ($u = t = 50 \mu\text{m}$, $d_0 = d_1 = 2 \mu\text{m}$, $\varepsilon = \varepsilon_0$)

(b) Empfindlichkeit für Kammzellenkonfigurationen im Arbeitspunkt $x = 0$ (Werte siehe Abb. 3.7a)

Abb. 3.7: Vergleich von Abstands- und Überdeckungsvariation

- die maximale Fläche des Arrays beträgt $5 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$
- die Empfindlichkeit muss für die hybridaufgebaute Signalaufbereitung größer als $0,1 \text{ pF}/(\text{m}/\text{s}^2)$ sein
- beim Handling der Wafer während der Fertigung dürfen die Strukturen nicht zu weich sein, deshalb wird eine untere Grenzfrequenz von 500 Hz gefordert
- andererseits wird für eine hohe Empfindlichkeit der Sensoren eine geringe Steifigkeit und eine große Masse angestrebt, d. h. die erste Eigenfrequenz liegt im Bereich 500 Hz-1 kHz und
- ein weiterer fertigungsbedingter Randparameter ist die minimale Spaltbreite von $2 \mu\text{m}$.

3.4.1 Ringsegment und seismische Masse

Für das Layout der Sensorelemente wird das im Abschnitt 3.3.2 vorgestellte Design für eine kristallorientierungsunabhängige Sensorgestaltung aufgegriffen. Unter Ausnutzung der Kristallsymmetrie von Silizium sind für die Grundstruktur weitere Orientierungen möglich, welche in der Waferebene beliebige Messrichtungen erlauben. Die Grundstruktur aus Abb. 3.8 kann auf einem $\{100\}$ -Wafer um jeweils 90° gedreht werden, um die gleichen mechanischen Eigenschaften zu erhalten [Meh99, S. 39]. Die drei Feder-elemente werden mäanderförmig gestaltet. Für die Variation der Gesamtfedersteifigkeit in weiten Bereichen können Mäander hinzugefügt werden. Durch die Kristallsymmetrie besitzen die Federbänder immer eine Längsausrichtung in $\langle 110 \rangle$ -Richtung des Siliziums und somit den gleichen E-Modul.

Das Sensorarray soll eine Vorzugsmessrichtung bezüglich der X-Achse besitzen, um den Einfluss der Redundanz zu zeigen. Die Winkelverteilung der Messrichtungen ergeben sich wie folgt:

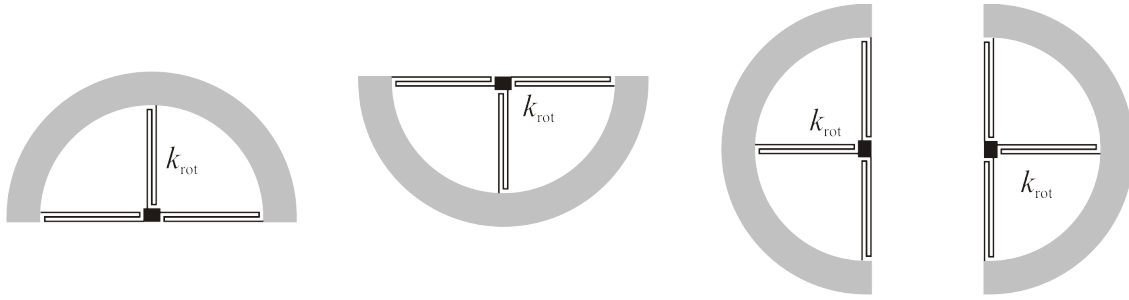


Abb. 3.8: Ausrichtungsvarianten des Ringssegments

- ein Sensorelement in X-Richtung (0° , Abb. 3.9a)
- ein Sensorelement in Y-Richtung (90°) und
- jeweils ein Sensorelement mit der Ausrichtung von $\pm 20^\circ$ (Abb. 3.9b) und $\pm 50^\circ$ (Abb. 3.9c).

Das Masseelement stellt, in der Ebene betrachtet, einen 36° -Ausschnitt aus einem Kreisring dar. Der innere Radius liegt bei $405 \mu\text{m}$, der äußere Radius⁵ variiert von $800\text{-}900 \mu\text{m}$.

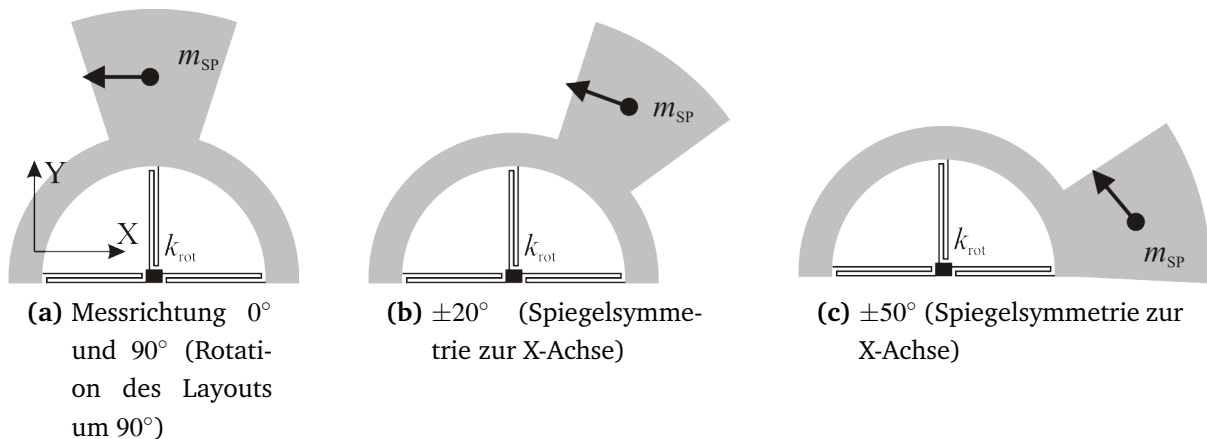


Abb. 3.9: Grundsensorelemente, durch Rotation und Spiegelung ergeben sich insgesamt sechs Sensorelemente⁶

3.4.2 Elektrodensystem

Die Elektroden für die kapazitive Auslenkungsdetektion werden für das Differenzialkondensatorprinzip ausgelegt. Aufgrund seiner hohen Empfindlichkeit wird das abstandsvariierte Prinzip (Abb. 3.6a) verwendet. Die Elektroden werden in vier Segmente aufgeteilt, wobei jeweils zwei als Differenzialkondensator nach Abb. 3.10 arbeiten. Der Grundabstand der Elektroden d_0 ist für die maximale Empfindlichkeit auf die technologisch

⁵ Erläuterung zum äußeren Radius folgen im Abschnitt 3.6.2

⁶ Der jeweils eingezeichnete Pfeil veranschaulicht die reale Messrichtung des Sensorelements. Nähere Erläuterungen folgen im Abschnitt 3.6.2

minimale Spaltbreite von $2\text{ }\mu\text{m}$ reduziert. In der Nulllage ($x = 0$) liegt ein Parallelsplatt vor, der rückseitige Abstand d_1 beträgt mindestens $6\text{ }\mu\text{m}$ und weitet sich in Richtung größerer Radien auf. Hierdurch wird die Empfindlichkeit gegenüber einer einfachen Plattenkondensatoranordnung nur um 10% reduziert (vgl. Abschnitt 3.3.3). Die Anordnung der Kammelektroden erfolgt verteilt auf mehreren Radien $r_{\text{elek},i} = 450\text{ }\mu\text{m} \dots 850\text{ }\mu\text{m}$. Die Anzahl der Elektrodenpaare n_i variiert, der Grundabstand d_0 bleibt konstant, der rückseitige Abstand ist für eine gleichmäßige Verteilung variabel ($d_1 \geq 6\text{ }\mu\text{m}$). Die Kapazitätsfunktionen ergeben sich durch Gl. (3.2) und die im Anhang B dargestellte Vereinfachung zu

$$C_1(\varphi) = \sum_{i=1}^7 n_i C(r_{\text{elek},i} \varphi) \quad (3.6)$$

$$C_2(\varphi) = \sum_{i=1}^7 n_i C(-r_{\text{elek},i} \varphi), \quad (3.7)$$

so wird pro Segment eine Grundkapazität von $2,5\text{ pF}$ erreicht (Abb. 3.10b). Ein Elektrodensegment überstreicht im Layout einen Winkelbereich von 36° , ebenso wie das im vorherigen Abschnitt dargestellte Masseelement. Alle fünf Segmente füllen die in Abb. 3.9 dargestellte Anordnung zu einer halben Kreisring auf.

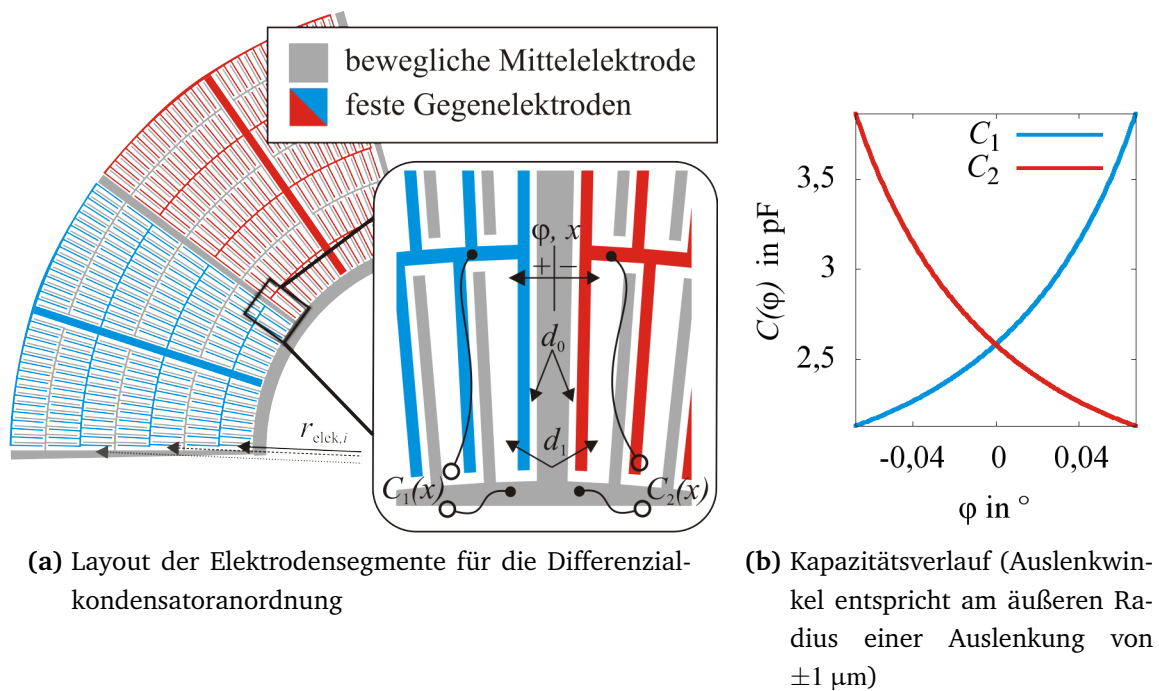


Abb. 3.10: Elektrodensegmente zur Auslenkungsdetektion für das Sensorarray

3.4.3 Federelemente

Für den Entwurf der Federelemente wird zunächst eine Abschätzung für die Federsteifigkeit k_{rot} benötigt. Durch Umstellen von Gl. (2.23) und Einsetzen der vorgegebenen

unteren Eigenfrequenz sowie des Trägheitsmoments⁷

$$J_{\text{rot}} = \int_V r^2 \rho(\varphi) dV \quad (3.8)$$

kann die Federsteifigkeit

$$k_{\text{rot}} = (2\pi f_0)^2 J_{\text{rot}} \quad (3.9)$$

abgeschätzt werden. Für die Ermittlung der Auslenkung der Sensorelemente werden die Masse m_{SP} sowie die Schwerpunkte \vec{r}_{SP} benötigt. In Tab. 3.2 sind die Ergebnisse zusammengefasst. Die verwendeten Federelemente sind in Abb. 3.11 dargestellt. Sie besitzen

Tab. 3.2: Zielgrößen für das Federlayout

Eigenfrequenz f_0	k_{rot} in μNmrad^{-1}	φ in $^\circ$ bei $a=10 \text{ m s}^{-2}$
500 Hz	0,18	$66 \cdot 10^{-3}$
750 Hz	0,41	$29 \cdot 10^{-3}$
1 kHz	0,74	$16 \cdot 10^{-3}$

in der Summe ein Richtmoment von $0,48 \mu\text{Nmrad}^{-1}$ bei einer jeweiligen Federbreite von $3,5 \mu\text{m}$ und einer Tiefe von $50 \mu\text{m}$. Aufgrund der einheitlichen Ausrichtungen der Federelemente zum Kristallgitter kann für alle drei Federorientierungen mit demselben E-Modul gerechnet werden. Um die mechanische Beanspruchung an der Einspannstelle (Kerbwirkung) sowohl zum Rahmen als auch zum Ringsegment besser zu verteilen, sind diese Übergänge verbreitert ausgeführt.



Abb. 3.11: Mäanderförmige Feder

3.5 Maskenlayout

In Abb. 3.12 ist das Maskenlayout des Sensorarrays dargestellt. Insgesamt werden drei Masken benötigt:

1. Die Maske für den *aktiver Wafer* enthält die Sensorstrukturen und die Drahtbondflächen

⁷ Die Dichtefunktion $\rho(\varphi)$ liefert für den Bereich des Massesegments die Dichte von Silizium. Für die Elektrodensegmente wird mit einer reduzierten Dichte gerechnet ($\frac{1}{4}\rho_{\text{Si}}$).

2. Die Maske für die *Aluminiumbeschichtung* dient als Sputtermaske für die Drahtbondflächen
3. Die *Trägerwafermaske* enthält die Abstützungen bzw. Hohlräume unter dem aktiven Wafer.

Die Auflageflächen des aktiven Wafers auf dem Trägerwafer sind insbesondere im Bereich der Elektroden möglichst klein und flächengleich gestaltet. Die Isolationsschicht (2 μm Siliziumdioxid) zwischen den beiden Wafern führt zu einer sehr großen parasitären Parallelkapazität. Im Bereich der festen Elektroden betragen diese Parallelkapazitäten jeweils 3,5 pF. Die beweglich Mittelelektrode hat eine Kapazität von 17 pF zum Trägerwafer.

3.6 Simulation

Die Simulation der Sensorelemente wird auf zwei Ebenen durchgeführt. Für die Simulation der Strukturmechanik und der Elektrostatik wird das *Finite Elemente*(FE)-Simulationswerkzeug *ANSYS* der Firma *ANSYS, Inc.* eingesetzt. Aus den FE-Simulationen werden Parameter für vereinfachte Kompaktmodelle extrahiert, um diese in System- bzw. Netzwerksimulationen für dynamische Berechnungen zu verwenden. Außerdem ist die Simulation des Sensors mit der kompletten Auswerteschaltung möglich [DBD05, MDHH07]. Die Systemsimulationen werden mit *Matlab/Simulink* der Firma *The MathWorks, Inc.* durchgeführt. Für die Schaltungs- und Netzwerksimulation kommt *PSpice* als Bestandteil der Programmpakets *OrCAD* der Firma *Cadence Design Systems, Inc.* zum Einsatz.

3.6.1 Modellierung für die Strukturanalyse

Aus dem Maskenlayout wird für eine detaillierte Analyse ein FE-Modell generiert. Da drei der sechs Sensorelemente durch Spiegelsymmetrie bzw. Rotationssymmetrie entstehen, genügen drei unterschiedliche FE-Modelle. Das 2D-Maskenlayout der Sensorstrukturen wird durch Extrusion im FE-Programm *ANSYS* zu einem 3D-Modell. Um das Modell zu optimieren bzw. den Einfluss von Strukturtoleranzen zu untersuchen, werden z. B. die Strukturhöhe und die Geometrie der seismischen Masse als Variable in das FE-Modell direkt integriert. Insbesondere im Hinblick auf den Einfluss der Herstellungstechnologie sind die Designparameter Federbreite, Federhöhe und Flankenwinkel, der in die Tiefe geätzten Strukturen, interessant. Diese Größen beeinflussen sehr stark die mechanischen Eigenschaften der Sensorelemente [DHGD07]. Deshalb werden sie mittels einer Zusatzsoftware am vernetzten 3D-Modell berücksichtigt [Str07].

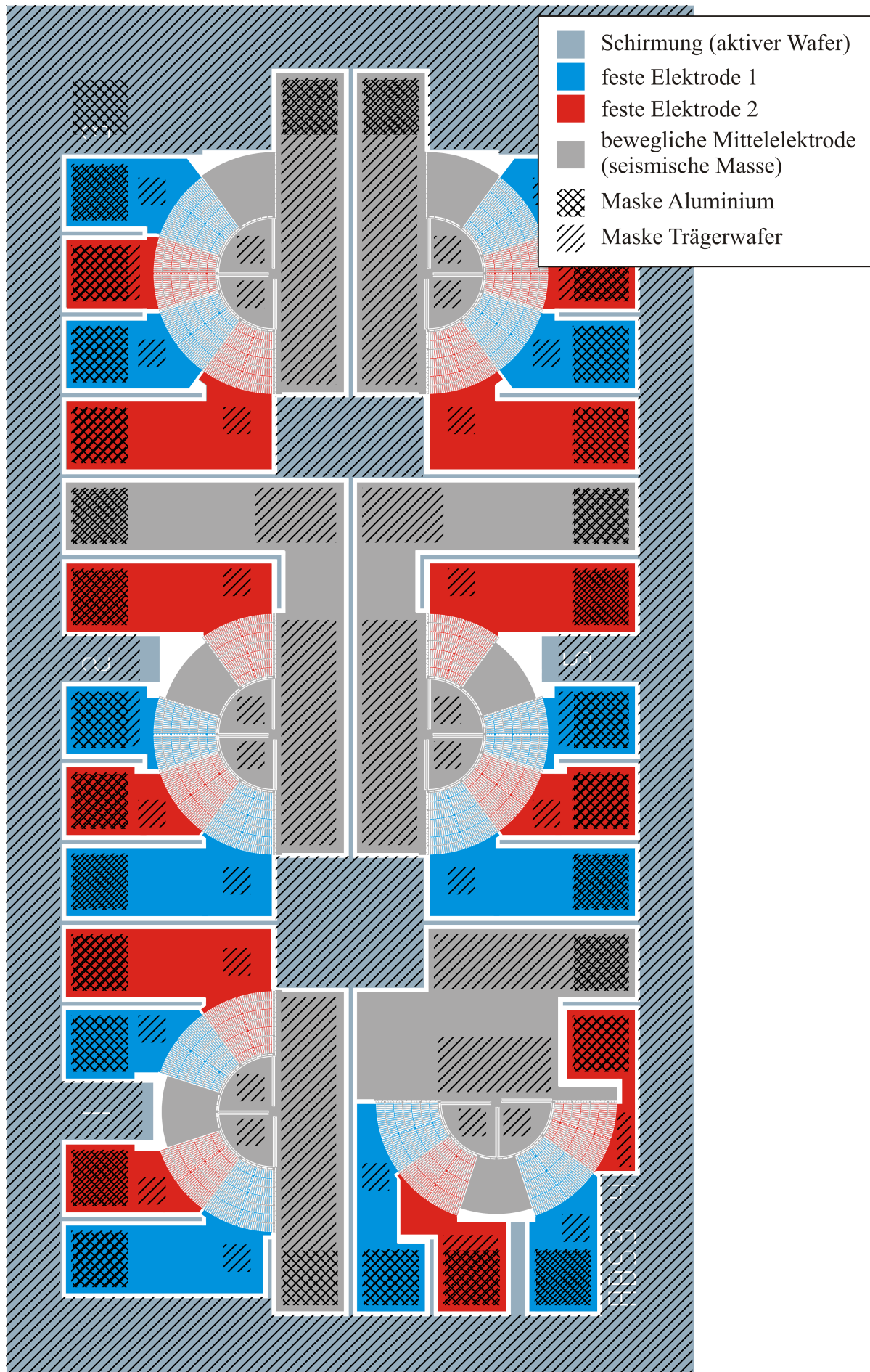


Abb. 3.12: Layout des Sensorarrays

3.6.2 Anpassung der Empfindlichkeiten der Sensoren

Bei den bisherigen Modellen (z. B. Abb. 3.9) ist der Einfluss der Zusatzmasse des Elektrodensegments, bestehend aus den Kämmen und Trägern, noch nicht berücksichtigt. Diese Zusatzmasse führt zu einer Veränderung des Trägheitsmoments sowie zu einer Verschiebung des Schwerpunkts. Die Lage des Schwerpunkts \vec{r}_{SP} ist jedoch ausgehend von Gl. (2.19) ausschlaggebend für die Empfindlichkeit und die Messrichtung der Sensorelemente (Abb. 3.13). Zum Ausgleich dieser Verschiebung und um die Empfindlich-

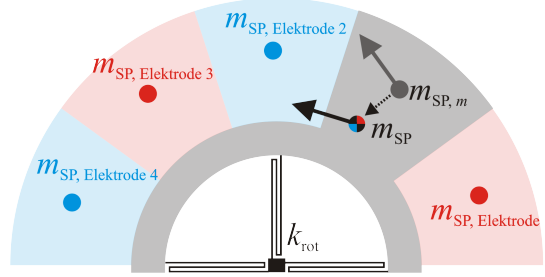


Abb. 3.13: Verschiebung des Schwerpunkts durch die Elektrodensegmente

keit der Sensoren anzupassen, wird die Massefläche bei Sensorelement 1 verkleinert (Abb. 3.14a) bzw. bei Sensorelement 3 vergrößert (Abb. 3.14b). Da sowohl die Mas-

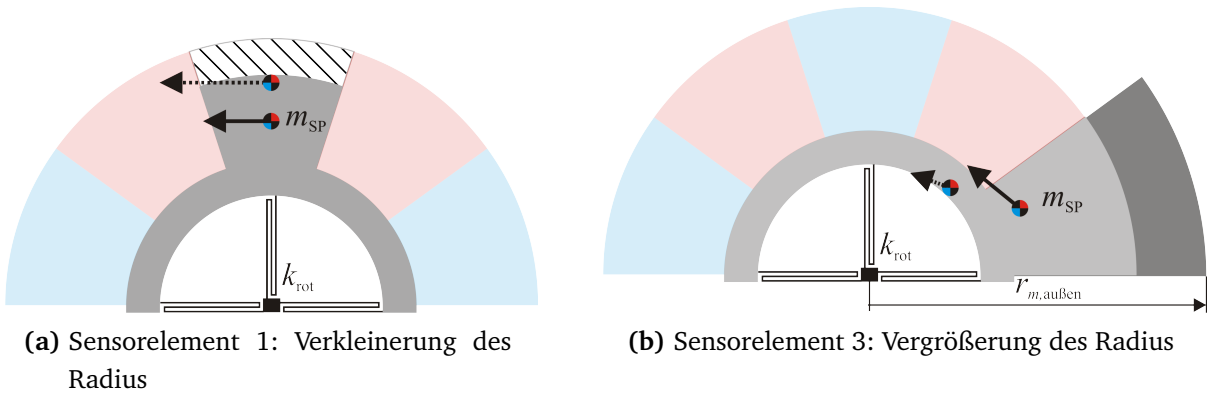


Abb. 3.14: Verschiebung des Schwerpunkts und Anpassung der Empfindlichkeit durch die Geometrieänderung der seismischen Masse

se m_{SP} als auch der Radius r_{SP} die Empfindlichkeit beeinflussen (Gl. (2.19)), wird die Geometrie ($r_{m,außen}$) der seismischen Masse mittels des parametrisierten FE-Modells bestimmt. Neben der Anpassung des Radius werden ebenso die Elektrodenträger und die Struktur des Ringträgers hinsichtlich der Masseverteilung optimiert und bezüglich der Festigkeit geprüft [Wit06]. Die Ergebnisse der Optimierung sind in Tab. 3.3 aufgelistet.

3.6.3 Modalanalyse

Um Aussagen über das dynamische Verhalten der Sensorelemente zu erhalten, werden die Eigenfrequenzen mithilfe der FE-Methode (FEM) bestimmt. Hieraus lassen sich

Tab. 3.3: Geometrie und Messrichtung der Sensorelemente bei gleicher Empfindlichkeit

Sensorelement	$r_{m, \text{au\ss en}}$ in μm [Wit06]	Schwerpunkt r_{SP} in μm	Messrichtung in $^\circ$
1, 4	818	494	0, 90
2, 5	833	476	∓ 18
3, 6	885	430	∓ 48

Aussagen für die maximal zu erwartende Bandbreite und die mechanische Querempfindlichkeit ableiten. Eine hohe Steifigkeit der Struktur in Querrichtung, d. h. eine geringe Querempfindlichkeit, äußert sich in einer hohen Eigenfrequenz

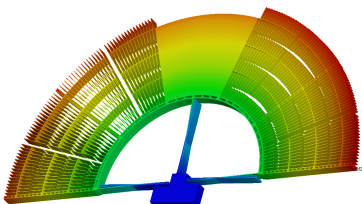
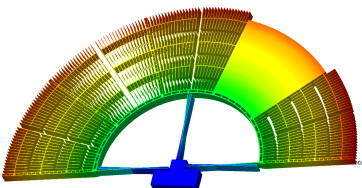
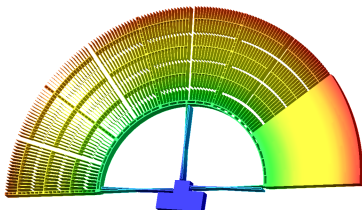
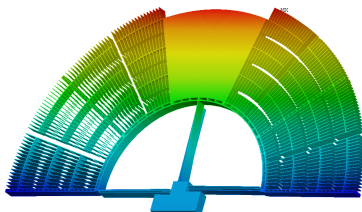
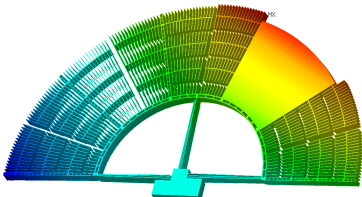
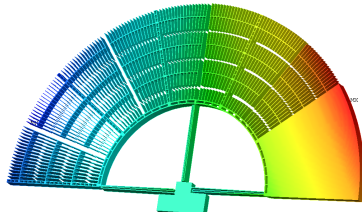
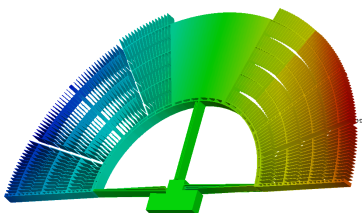
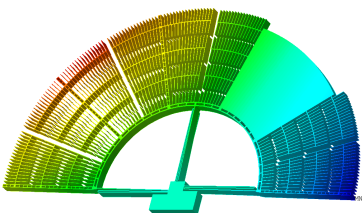
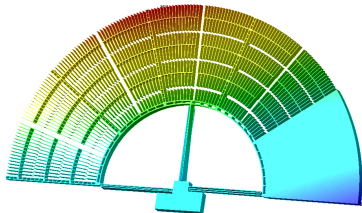
$$f_0 \propto \sqrt{k}. \quad (3.10)$$

Die Betrachtung der Eigen- bzw. Resonanzfrequenzen ist auch für die Signalaufbereitung wichtig. Hier ist zu vermeiden, dass durch die elektrostatische Kraftwirkung der Auswertespannung eine ungewollte Schwingung angeregt wird. Die erste Eigenfrequenz stellt die Nutzbewegung der Struktur dar. In Tab. 3.4 sind die wichtigsten Eigenfrequenzen der drei Sensorstrukturen abgebildet. Es zeigt sich, dass durch die sehr großen Aspektverhältnisse der MEMS-Technologie eine gute Modentrennung erzielt wird. Die niedrige erste Eigenfrequenz führt zu einer großen Empfindlichkeit der Sensorelemente. Der große Abstand zu den höheren Eigenfrequenzen führt zu einer niedrigen Querempfindlichkeit. Dies äußert sich z. B. in einer niedrigen Auslenkung des Sensors in Z-Richtung bei einer Beschleunigung in diese Richtung. Die Sensorempfindlichkeit besteht jedoch nicht nur aus dem mechanischen Anteil, sondern wird auch sehr stark durch die kapazitive Auswertung beeinflusst.

3.6.4 Elektrostatischer Feldraum

Die Vorüberlegungen zur kapazitiven Auslenkungsdetektion aus Abschnitt 3.3.3 werden im Folgenden um den Einfluss von Querbewegungen und Streufeldern ergänzt. Für die Untersuchungen des Einflusses von Streufeldern sind analytische Lösungen bekannt [Pal37, Lov23]. Für beliebige Bewegungen, Feldräume bzw. Elektrodenformen werden jedoch numerische Modelle benutzt. Einschränkungen sind nur bezüglich der Größe der Modelle in Relation zur aktuellen Rechentechnik zu beachten. Zur Reduzierung des Rechenaufwands werden die Elektrodensegmente in einzelne Kammzellen zerlegt (3.15a). Für diese Kammzellen wird ein 3D-FE-Modell nach Abb. 3.15 aufgebaut. Im Modell wird der komplette elektrostatische Feldraum zwischen den Elektroden sowie ober- und unterhalb der Elektroden berücksichtigt. Die verschiebbare Mittelelektrode wird in alle drei Bewegungsrichtungen (X' , Y' , Z') schrittweise bewegt, für jede Geome-

Tab. 3.4: Modalanalyse der Sensorelemente

Sensorelement 1 und 4	Sensorelement 2 und 5	Sensorelement 3 und 6
Mode 1 - Darstellung der Summenauslenkung Bewegung in Nutzrichtung (Rotation um Drehpunkt)		
		
869 Hz	850 Hz	787 Hz
Mode 2 - Darstellung der Auslenkung in Z-Richtung Pendelbewegung des Schwerpunkts in Z-Richtung		
		
5,2 kHz	5,0 kHz	4,7 kHz
Mode 3 - Darstellung der Auslenkung in Z-Richtung Rotation um die Achse Schwerpunkt - Drehpunkt		
		
8,1 kHz	7,7 kHz	7,5 kHz
Mode 4 - Translation Y-Richtung		
17,5 kHz	16,1 kHz	14,6 kHz
Mode 5 - Plattenschwingung in Z-Richtung		
17,7 kHz	18,3 kHz	15,6 kHz
Mode 6 - Translation X-Richtung		
23,5 kHz	21,8 kHz	21,5 kHz

trianordnung wird der Feldraum simuliert. Die Kapazität wird in ANSYS⁸ (Abb. 3.15c) aus der Energie und den vorgegebenen Potenzialen an den Elektroden ermittelt:

$$C = 2E_{\text{elek}}/U^2. \quad (3.11)$$

Die ermittelten Werte führt ein Funktionsfit zur Kapazitätsfunktion $C(x', y', z')$. In Arbeitsrichtung (X') weist die Kammzelle die größte Kapazitätsänderung auf. Gegenüber der analytischen Lösung ergibt sich eine um 10 % höhere Grundkapazität (Abb. 3.16a). Die Kapazitätsfunktion für die Bewegung in Y' -Richtung setzt sich aus einer Abstands- und Überdeckungsvariation zusammen (Abb. 3.16b). Die in Abb. 3.16c dargestellte Verschiebung der Elektrode in Z' -Richtung (Überdeckungsvariation) zeigt um die Nulllage nur den Einfluss des Streufeldes.

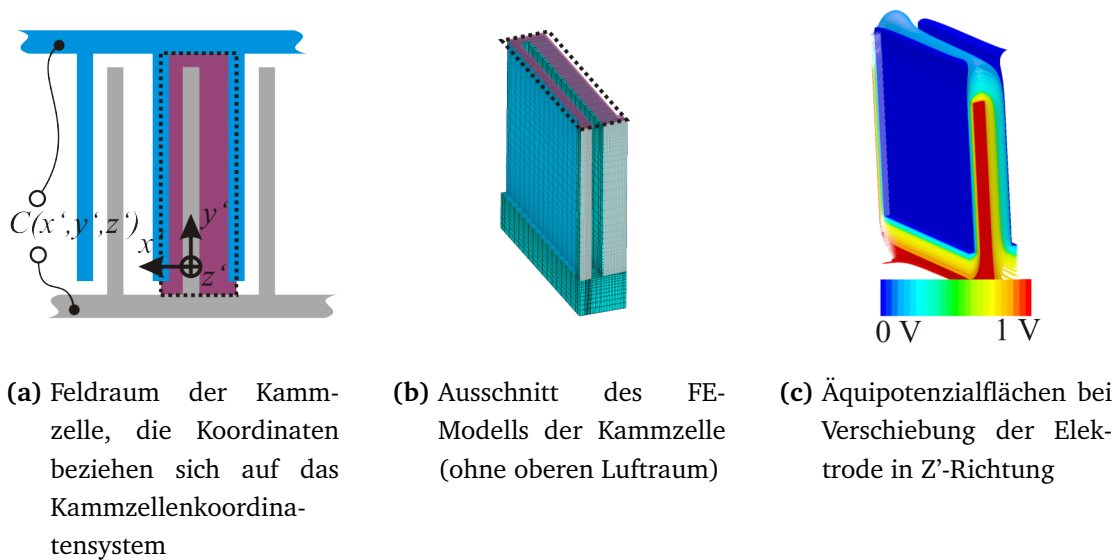
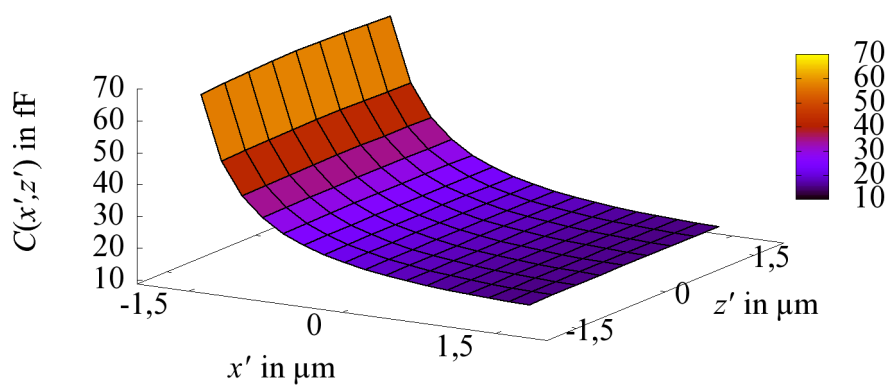
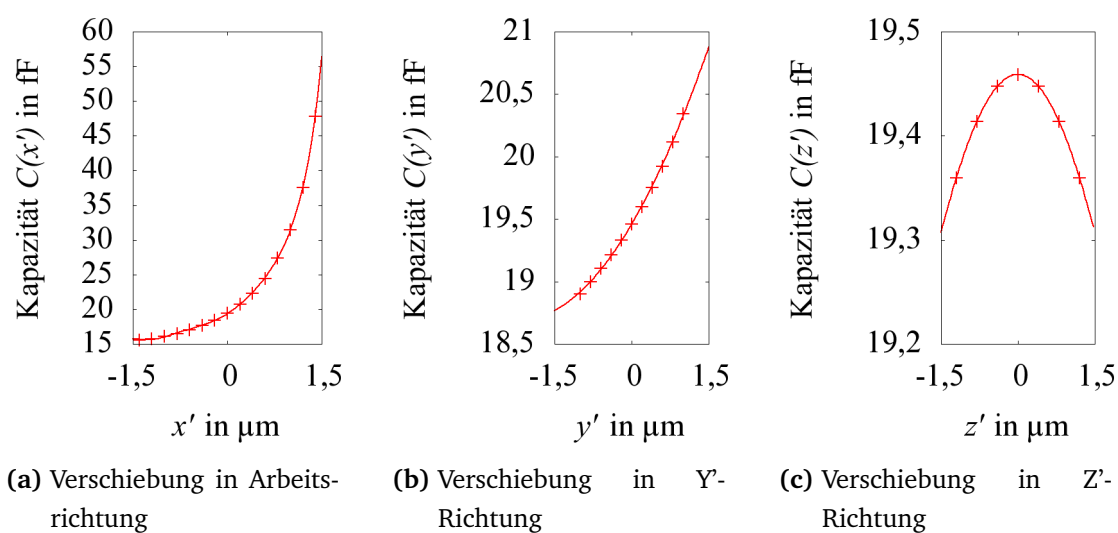


Abb. 3.15: Modellierung der Kammzelle als FE-Modell

3.6.5 Empfindlichkeit der Sensorelemente

Zur Bestimmung der Empfindlichkeit wird das Ausgangssignal des Sensors im Verhältnis zur Anregung ausgewertet. Die Anregung, eine Beschleunigung, bewirkt eine Auslenkung der seismischen Masse gegenüber dem Sensorrahmen. Diese Auslenkung wird wiederum in eine Kapazitätsänderung umgesetzt. Die Auslenkung wird mithilfe der FE-Simulation bei einer Beschleunigung von 10 ms^{-2} ermittelt. An den einzelnen Elektroden wird die Auslenkungen in X' -, Y' - und Z' -Richtung ausgelesen und in die ermittelte Kapazitätsfunktion $C(x', y', z')$ eingesetzt. Die Kapazitäten der Kammzellen werden aufsummiert. Die resultierende Kapazitätsfunktion $C_i(\varphi, z)$ für die vier Kammsegmente wird für die System- bzw. Netzwerksimulation eingesetzt.

⁸ Quelle: ANSYS10 Programmdokumentation: 5.10. Capacitance Computation



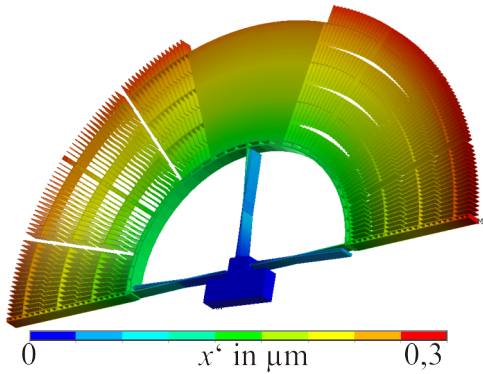
(d) Vergleich der Kapazitätsänderung in X' - und Z' -Richtung

Abb. 3.16: Ergebnisse der FE-Kapazitätssimulation für die Verschiebung der beweglichen Elektrode

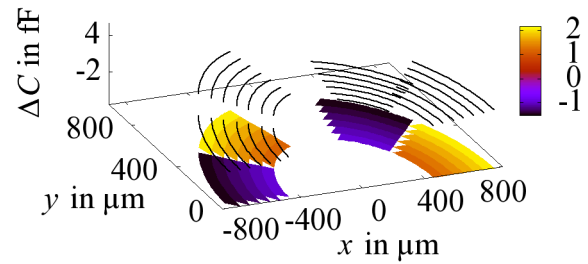
Empfindlichkeit in Arbeitsrichtung

Alle Sensorelemente sind auf die gleiche Empfindlichkeit bezüglich einer Beschleunigung in Arbeitsrichtung ausgelegt. Bei einer Beschleunigung von 10 ms^{-2} wird eine Auslenkung von $3,73 \cdot 10^{-4} \text{ rad}$ erreicht, umgerechnet in das Kammzellenkoordinatensystem variieren die Auslenkungen⁹ x' zwischen 172 nm und 319 nm. Die Kapazitätsverteilung und die Auslenkung sind in Abb. 3.17a dargestellt. Die Kapazitätsänderung für den Differenzialkondensator summiert sich zu

$$\Delta C(\varphi_{10 \text{ ms}^{-2}}) \stackrel{\varphi \rightarrow (x', y', z')}{=} \sum C_{\text{Segment } 1, 3}(x', y', z') - \sum C_{\text{Segment } 2, 4}(-x', y', z') = 1,03 \text{ pF}. \quad (3.12)$$



(a) Summenauslenkung bei Beschleunigung in Arbeitsrichtung



(b) Kapazitätsänderung gegenüber der Grundkapazität in den einzelnen Kammzellen

Abb. 3.17: Empfindlichkeit der Sensorelemente auf Beschleunigung von 10 ms^{-2} in Arbeitsrichtung

Winkelbeschleunigung

Das Sensorkonzept besitzt durch den Aufbau als Pendelbeschleunigungssensor eine Empfindlichkeit bzgl. Winkelbeschleunigungen. Um den Einfluss der Winkelbeschleunigung getrennt von Radial- und Tangentialbeschleunigung zu untersuchen, muss die Rotationsachse im Schwerpunkt des Sensors liegen. Die Simulationen zeigen, dass die mechanischen Empfindlichkeit¹⁰ zwischen $0,16 \cdot 10^{-6} \text{ rad}/(1/\text{s}^2)$ und $0,25 \cdot 10^{-6} \text{ rad}/(1/\text{s}^2)$ beträgt. Da die Auslenkung bei Winkelbeschleunigung mit der Bewegungsform einer Linearbeschleunigung in Arbeitsrichtung übereinstimmt, wird diese Auslenkung mit der gleichen kapazitiven Empfindlichkeit wie die Nutzbewegung verstärkt.

⁹ abhängig von Radius $r_{i,\text{elek}}$

¹⁰ Die Auslenkung ist proportional zum Trägheitsmoment und nimmt von Sensorelement 1 zum Sensorelement 3 zu.

Querempfindlichkeit

Für die Analyse der Querempfindlichkeit wird die Reaktion der Sensorstruktur auf Beschleunigungen sowohl in der Waferebene als auch senkrecht dazu simuliert. Für Beschleunigungen, die in Z-Richtung wirken, sind die resultierenden Kapazitätsänderungen in Tab. 3.5 zusammengefasst. Deutlich zu erkennen ist die kleine Auslenkung des Sensors, durch die geringe Kapazitätsänderung sinkt die Querempfindlichkeit in Z-Richtung zusätzlich.

3.6.6 Dämpfung

Dämpfung bewegter Strukturen wird durch innere und äußere Energieverluste bestimmt. Zu den inneren Verlusten zählen thermische Energietransportverluste, Versetzungswanderungen und Defekte auf atomarer Ebene sowie Verluste in Materialübergängen bzw. Ankerstellen [WCV⁺09]. Zu den äußeren Verlusten zählen:

- Gleitreibung an Lagerstellen von Grenzflächen (*Coulombsche Reibung*)
- elektrische Verluste in ohmschen Widerständen und
- fluidische Dämpfung.

Den größten Einfluss auf Mikrosysteme, die unter Atmosphärendruck arbeiten, haben die Verluste durch das umgebende Fluid [Meh99, WW03]. Diese Verluste treten zwischen gegeneinander bewegten Flächen auf, bei denen das Luftvolumen entweder:

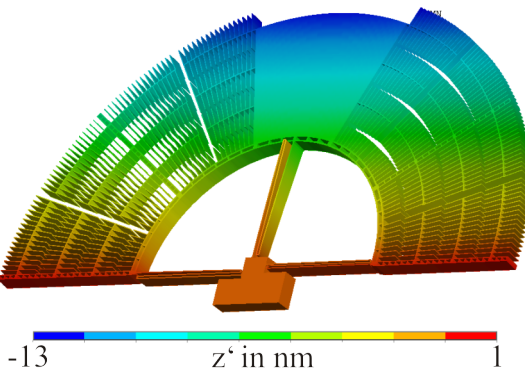
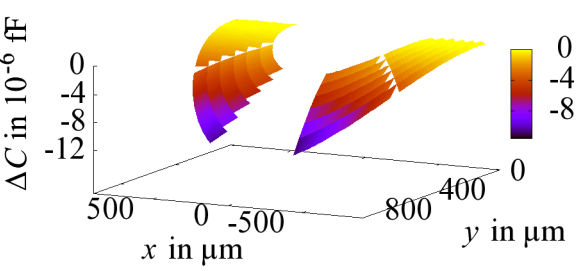
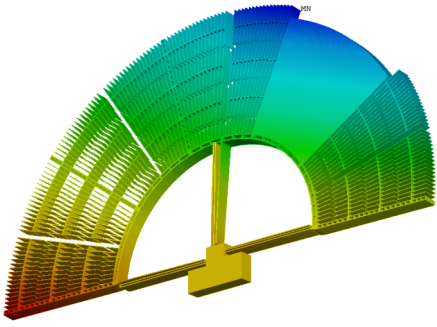
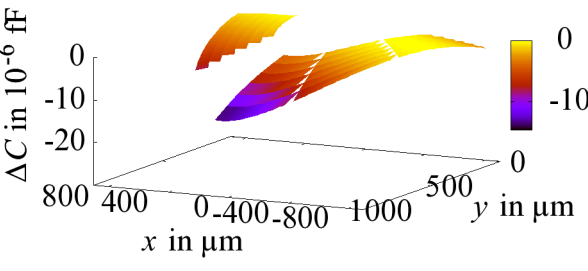
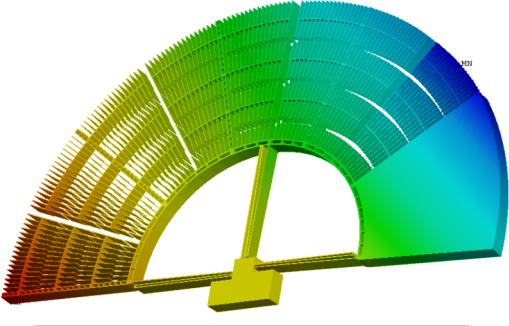
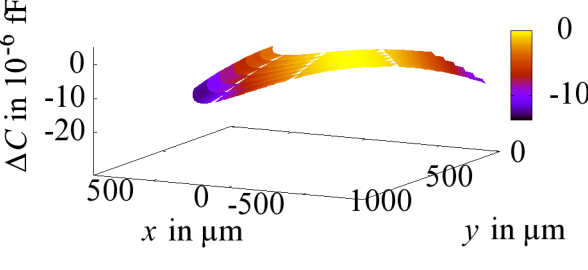
- gepresst wird (*Squeeze-Film-Dämpfung*) oder
- auf Scherung belastet wird (*Slide-Film-Dämpfung*).

Die fluidische Dämpfung ist eng mit dem Layout des Sensors verbunden. Kammzellen, in denen aufgrund der gewünschten hohen Empfindlichkeit sehr enge Abstände zwischen den Elektroden herrschen, stellen gleichzeitig Dämpfungselemente dar. Auch der zwischen den Federn eingeschlossene Luftraum besitzt einen sehr großen Einfluss. In [Sor09, S. 95] wird für ein Sensorkonzept mit überdeckungsvariierter Kammelektroden ein Dämpfungsanteil von 73 % ausgewiesen.

Die analytische Abschätzung der Dämpfung erfolgt durch Lösen der *Reynoldsschen Schmierfilmgleichung*. Diese ist aus den *Navier-Stokes-Gleichungen* und der *Kontinuitätsgleichung* unter den Randbedingungen einer laminaren, ebenen Strömung in schmalen, parallelen Spalten d mit offenen Grenzen¹¹ und unter Vernachlässigung der Trägheitsterme herleitbar [Sor09]. Mittels der in [Meh99] dargestellten Analogiebeziehung zur Torsionsfunktion lassen sich für translatorisch und senkrecht zur Fläche bewegte Rechteckplatten ($b_1 \times b_2$) die Dämpfungskonstanten D' angeben. Bei gegebener Viskosität η

¹¹ Der Druck am Rand wird zu null.

Tab. 3.5: Querempfindlichkeit in Z-Richtung (Beschleunigung 10 ms^{-2})

Darstellung der mechanischen Auslenkung in Z-Richtung	Kapazitätsänderung in den einzelnen Kammzellen
<p style="text-align: center;">Sensorelement 1 und 4 $\Delta C = 1,08 \cdot 10^{-6} \text{ fF}$</p>  <p style="text-align: center;">-13 z' in nm 1</p>	 <p style="text-align: center;">$\Delta C \text{ in } 10^{-6} \text{ fF}$</p> <p style="text-align: center;">x in μm y in μm</p>
<p style="text-align: center;">Sensorelement 2 und 5 $\Delta C = 5,7 \cdot 10^{-4} \text{ fF}$</p>  <p style="text-align: center;">-15 z' in nm 4</p>	 <p style="text-align: center;">$\Delta C \text{ in } 10^{-6} \text{ fF}$</p> <p style="text-align: center;">x in μm y in μm</p>
<p style="text-align: center;">Sensorelement 3 und 6 $\Delta C = 5,14 \cdot 10^{-5} \text{ fF}$</p>  <p style="text-align: center;">-15 z' in nm 5</p>	 <p style="text-align: center;">$\Delta C \text{ in } 10^{-6} \text{ fF}$</p> <p style="text-align: center;">x in μm y in μm</p>

gilt für

$$\text{lange Rechteckplatten } (b_1 \ll b_2): \eta \frac{b_1^3 b_2}{d_i^3} \quad \text{und für} \quad (3.13)$$

$$\text{Rechteckplatten } (b_1 < b_2): \eta \frac{b_1^3 b_2}{d_i^3} \left(1 - \frac{0,63 b_1}{b_2} + \frac{0,052 b_1^5}{b_2^5} \right). \quad (3.14)$$

Für sehr schmale Spaltabstände ändert sich das Strömungsverhalten, dies kann mit einer angepassten Viskosität η_{eff} berücksichtigt werden. In [VKLR95] wird eine mit Messungen verglichene Näherung angegeben:

$$\eta_{\text{eff}} = \frac{\eta}{1 + 9,638 \left(\frac{\lambda_0}{d_i} \right)^{1,159}}, \quad (3.15)$$

wobei λ_0 die mittlere freie Weglänge bei Normaldruck ist.

Die Dämpfung in den Kammzellen¹² bedeutet für die Sensorelemente ein der Bewegung entgegenwirkendes Moment:

$$M_D = \sum_i n_i F_{D',i} r_{\text{elek},i} \quad \text{mit} \quad (3.16)$$

$$F_{D',i} = D' \frac{\partial x'}{\partial t} = D' r_{\text{elek},i} \frac{\partial \varphi}{\partial t}. \quad (3.17)$$

Die Anzahl der Kammzellen auf jedem Radius ist durch n_i gegeben, außerdem erfahren die Kammzellen auf unterschiedlichen Radien $r_{\text{elek},i}$ unterschiedliche Geschwindigkeiten, bezogen auf das Koordinatensystem der Kammzelle (x', y', z') . Die Dämpfung innerhalb der Kammzelle setzt sich aus dem vorderseitigen und dem rückseitigen dämpfenden Luftfilm zusammen. Die Dämpfung wird für das komplette Kammsegment ermittelt:

$$d_{\text{rot, segm}} = (D'_v + D'_r) \sum_i n_i r_{\text{elek},i}^2. \quad (3.18)$$

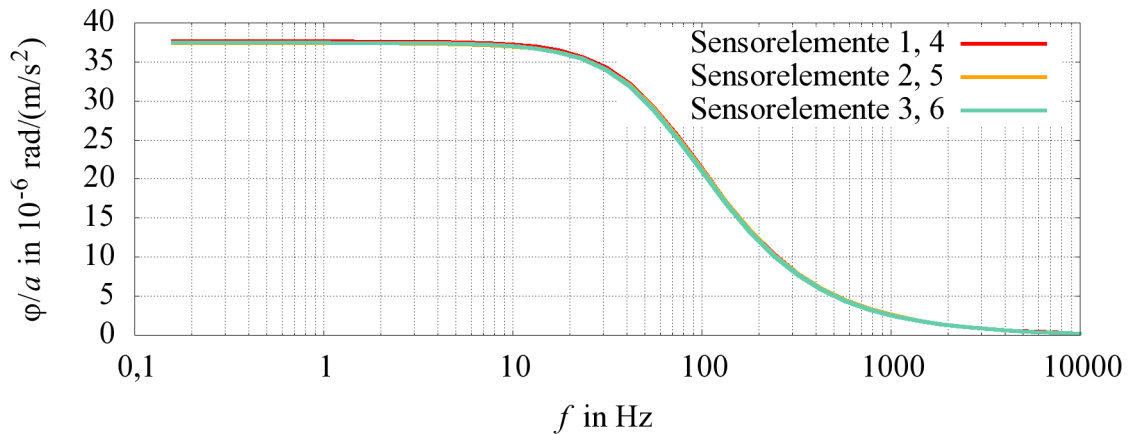
Die Ermittlung des Dämpfungsmaßes mithilfe von Gl. (2.24) führt zu Werten zwischen 5...10. Abhängig von den Fertigungstoleranzen werden die Sensorelemente ein überdämpftes Verhalten aufweisen.

3.6.7 Systemsimulation

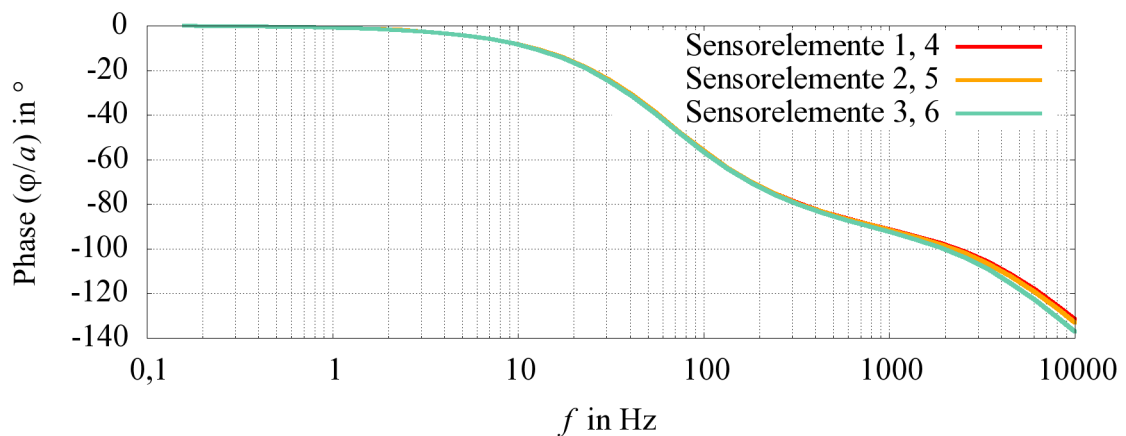
Die Systemsimulation ist auf verschiedenen Ebenen möglich. Die Betrachtung des Sensorarrays innerhalb einer IMS einschließlich Drehraten- und Magnetfeldsensoren sowie der analogen und digitalen Signalverarbeitung erfordert für angemessene Systemsimulationszeiten eine hohe Abstraktion der Modellparameter. Entsprechende Implementierung und Simulationen werden in [MSD⁺05, MDZ05, MDHH07] mit Hinblick auf die Systembeschreibung vorgestellt. Die Implementierung des für die Arbeit benötigten Modells im *Matlab/Simulink* ist für die im folgenden Kapitel beschriebene Entwicklung

¹² Die Dämpfung durch den Luftfilm zwischen den Federn wird vernachlässigt ($\frac{D_{\text{Feder}}}{D_{\text{Kammzellen}}} < 5 \%$).

des Reglers notwendig. Dafür sind die Nichtlinearitäten des Sensorarrays im Modell zu berücksichtigen. Diese Nichtlinearitäten resultieren aus der kapazitiven Auslenkungsdetektion und der damit bedingten elektrostatischen Kraft. Das mechanische Modell wird durch die Bewegungsdifferenzialgl. (2.18) für einen Freiheitsgrad beschrieben (Abb. 3.18).



(a) Amplitudenfrequenzgang



(b) Phasenfrequenzgang

Abb. 3.18: Frequenzverhalten der drei Sensormodelle

Als Störgrößen auf die Bewegungsdifferenzialgleichung wirken die Beschleunigungsterme nach Gl. (2.19) und Gl. (2.20) sowie das elektrostatische Moment nach Gl. (2.21) infolge der Kräfte in den Kammzellen. Die Ermittlung der Kräfte mit Gl. (2.8) erfolgt auf der Basis einer simulierten Kapazitätsfunktion (Abschnitt 3.6.4). Die Kapazitätsfunktion wird durch eine gebrochen rationale Funktion ausgehend von Gl. (3.2) angenähert, hiervon werden die Ableitungen gebildet und in das *Simulink*-Modell nach Abb. 3.19 für jedes Sensorelement importiert. Dieses Modell ist zunächst zur Simulation des unregelmäßigen Sensorsystems geeignet. Das Simulationsmodell wird mit einem umlaufenden Beschleunigungsvektor ($1 \cdot 10^{-3} \text{ ms}^{-2}$) in der Ebene stimuliert, das Ergebnis ist in Abb. 3.20a dargestellt. Der Einfluss des elektrostatischen Moments spiegelt sich in Abb. 3.20b wider. Sehr kleine Polarisierungsspannungen führen zu einer großen

Empfindlichkeitsänderung.

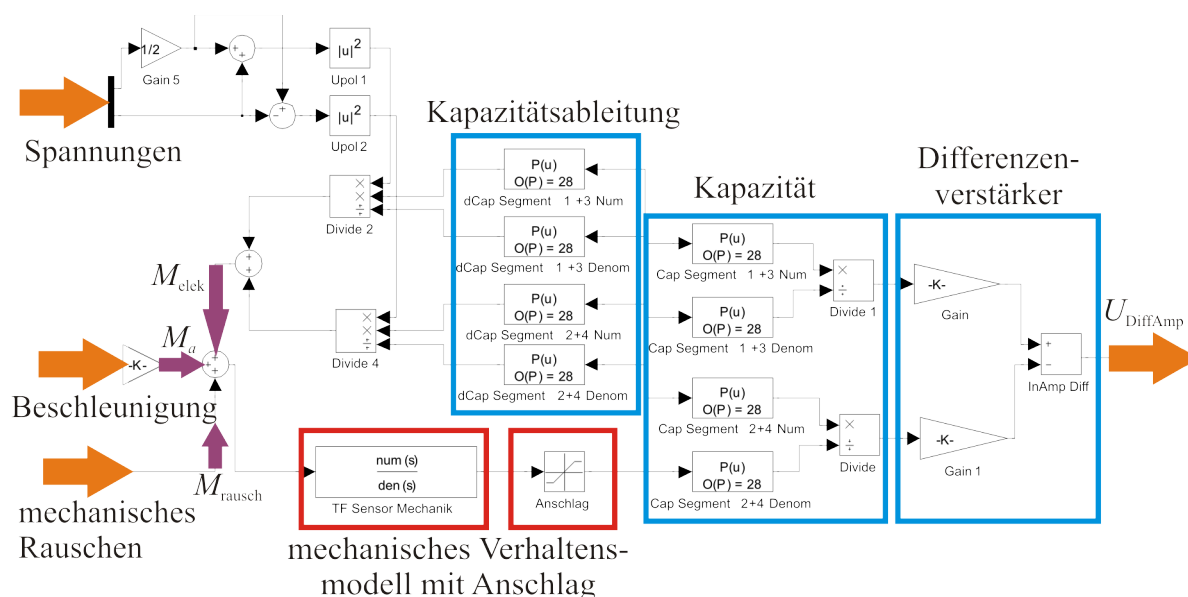


Abb. 3.19: Simulink-Sensormodell

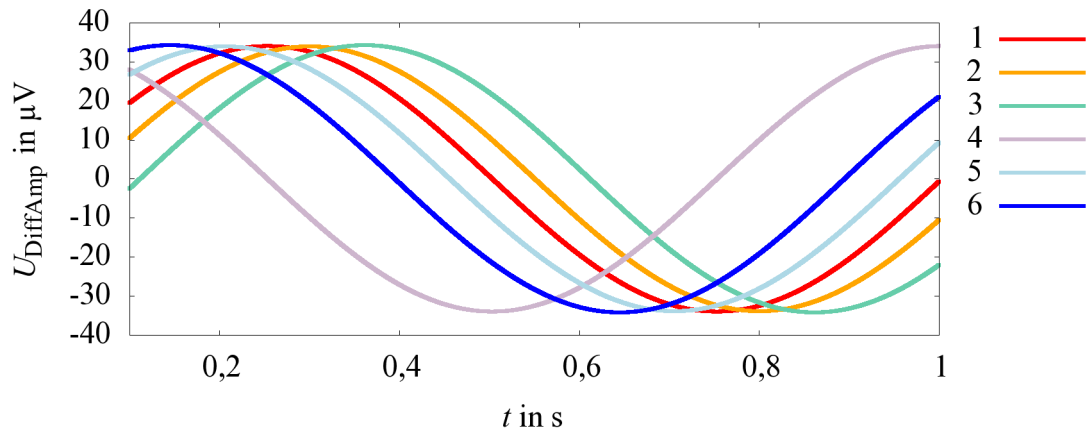
Im Abschnitt 2.2.2 wird der Einfluss des mechanischen Rauschens auf das SNR hergeleitet, aus der Gl. (2.37) lässt sich die Rauschleistungsdichte ermitteln. Der Rauschprozess wird in Form von weißem Rauschen¹³ als Störgröße für jedes Sensorelement als Einzelquelle integriert. Das Rauschen beeinflusst den Offset. Anhand der im Abschnitt 2.3 dargestellten Korrekturmethode wird das Signal gefiltert. In Abb. 3.21 ist das Verhalten der Sensorelemente und des Arrays mit Signalkorrektur bei einem Beschleunigungssprung in Y-Richtung ($1 \cdot 10^{-3} \text{ ms}^{-2}$) dargestellt. Die Abb. 3.21a zeigt das Zeitsignal der Ausgänge der Sensorelemente 1 und 4 mit den Ausrichtung von 0° bzw. 90° . In Abb. 3.21b sind die verbesserten, gefilterten Signale¹⁴ nach der Korrektur dargestellt. Die aus dem Vergleich der Abbildungen erkennbare Signalverbesserung wird in Tab. 3.6 verdeutlicht. Der Vergleich mit den analytischen Lösungen aus Tab. 2.1 zeigt die gute Übereinstimmung. Die erfolgreiche Signalkorrektur ist ebenfalls sehr deutlich aus dem Frequenzspektrum in Abb. 3.22 zu erkennen.

Tab. 3.6: Vergleich der Effektivwerte

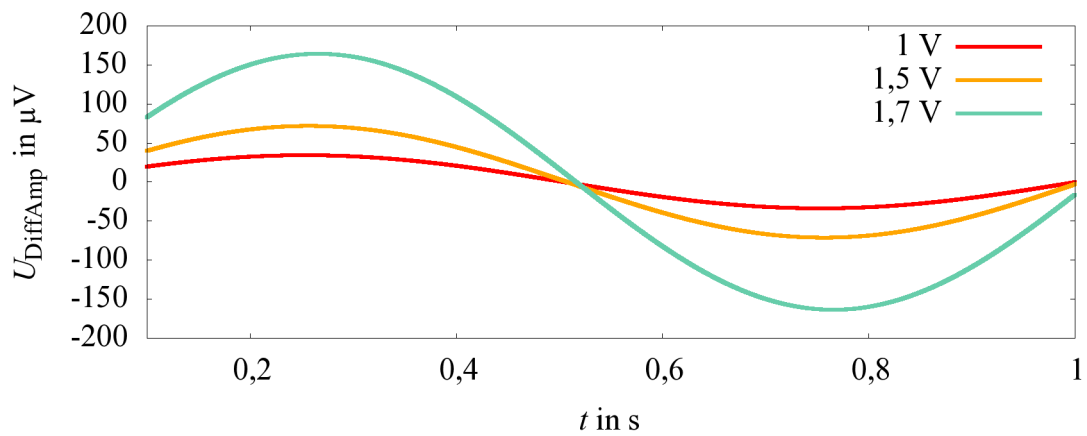
Signal	Standardabweichung σ von U_{DiffAmp} in μV	Verhältnis $\sigma_{\text{korr}}/\sigma_{\text{Sensor}}$
Sensorelement 1	1,226	0,504
korr. X	0,618	
Sensorelement 4	1,239	0,601
korr. Y	0,744	

¹³ Simulink-Block: BAND-LIMITED WHITE NOISE

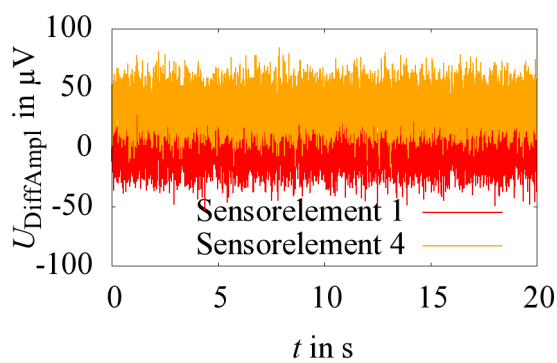
¹⁴ „korr. X“, „korr. Y“



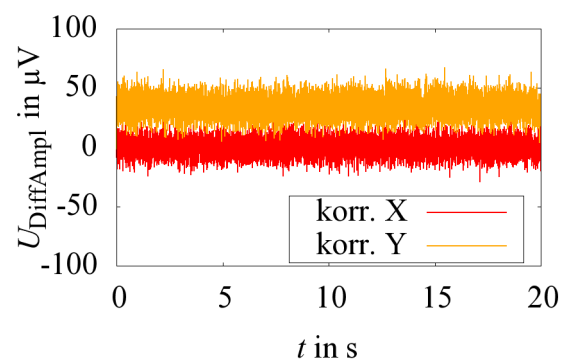
(a) Ausgangssignale des Sensorarrays



(b) Sensorverhalten bei verschiedenen Polarisationsspannungen

Abb. 3.20: Verhalten der Sensorelemente im Zeitbereich

(a) Sensorsignal



(b) Signal nach der Signalverarbeitung

Abb. 3.21: Verhalten von korrigiertem Signal und Originalsignal im Zeitbereich

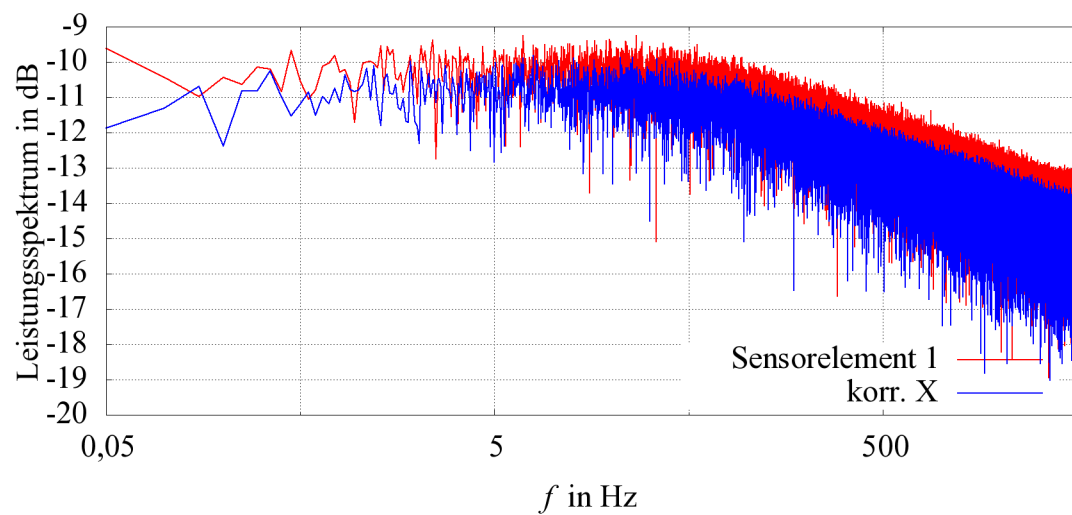


Abb. 3.22: Vergleich von Sensorelement 1 mit dem korrigiertem Signal in X-Richtung im Frequenzbereich

Kapitel 4

Signalaufbereitung und -verarbeitung

4.1 Signalaufbereitung

Die mikromechanischen Sensorelemente setzen die einwirkende Beschleunigung in eine Kapazitätsänderung um. Diese Kapazitätsänderung muss für die weitere Verarbeitung in eine proportionale Spannung umgewandelt und für die Implementierung der Signalverarbeitungsalgorithmen mittels DSP bzw. FPGA digitalisiert werden (Abb. 4.1). Die Einbindung eines DSP in die Signalverarbeitung ermöglicht neben der Signalverarbeitung auch die Implementierung eines Reglers zum rückgekoppelten Betrieb der Sensoren. Hierfür werden zusätzliche Schaltungskomponenten benötigt, die als Option in Abb. 4.1 dargestellt sind.

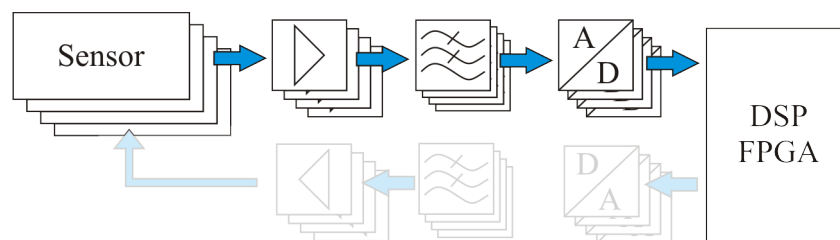


Abb. 4.1: Komponenten der elektrischen Signalaufbereitung

4.1.1 Kapazitäts-Spannungs-Wandlung

Für die Wandlung der Kapazitätsänderung in eine elektrische Spannung, die sich einfacher weiterverarbeiten lässt, sind insbesondere für Sensoren der Mikrosystemtechnik eine Reihe von Verfahren bekannt [Bax97, S. 49].

Die **Gleichspannungsschaltungen** findet vor allem in resonant arbeitenden MEMS-Sensoren Anwendung [Sch04, S. 72; FSM⁺08]. Die an die Sensorkapazität angelegte konstante Polarisationsspannung U_c führt nur bei einer Veränderung der Kapazität C zu

einem Verschiebestrom

$$i_c = U_c \frac{\partial C}{\partial t}. \quad (4.1)$$

Bei der **Oszillatorschaltung** [HSG88] wird die Sensorkapazität in einem elektrischen Schwingkreis eingesetzt, dessen Resonanzfrequenz durch die Kapazität verstimmt wird z. B.

$$f_r \propto RC \quad (4.2)$$

bzw.

$$f_r \propto \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (4.3)$$

Bei den **synchronen Demodulatoren** bzw. Trägerfrequenzverfahren wird zunächst das Kapazitätssignal mit einer Wechselgröße ($i_c(t)$, $u_c(t)$) beaufschlagt. Bei diesem Vorgang wird das Signal (Messkapazitätsänderung) auf ein Trägersignal (z. B. Sinus- oder Rechteckschwingung) aufmoduliert [Sei03, S. 485]. Anschließend kann dieses Signal verstärkt und danach wieder synchron (phasenrichtig) demoduliert werden, um das verstärkte Messsignal zurück zu erhalten.

Um eine Auswahl der Messschaltung zu treffen, sind zunächst die Anforderungen an die Schaltung zu spezifizieren:

- Messung der Kapazitätsänderung im Frequenzbereich von 0 bis 200 Hz
- differenzielle Kapazitätsauswertung
- Verarbeitung der Sensorkapazität von ca. 2-6 pF (Abschnitt 3.6.4)
- geringer Einfluss bzw. Eliminierung von Parallelkapazitäten (>20 pF) (Abschnitt 3.5)
- Auswertung des Vorzeichens der Kapazitätsänderung
- variable Polarisationsspannung (zur Abstimmung an die Pull-In-Spannung bei verschiedenen Sensoren)
- Gleichsignal als Ausgangssignal
- Linearität der Auswerteschaltung und
- Schnittstelle zur Digitaltechnik.

Für den Betrieb mit einem Rückkoppelzweig sind die folgenden Anforderungen zu ergänzen:

- Möglichkeit zur Einspeisung einer Arbeitsspannung für den Differenzialkondensator zur Verschiebung der Elektrodenposition der seismischen Masse (Abschnitt 2.1.1) und

- Signalauswertung mit einer Frequenz oberhalb der Eigenfrequenz des mechanischen Systems [Büt91, S. 42].

Die genannten Anforderungen bezüglich Dynamik und parasitärer Einflüsse können Schaltungen erfüllen, die nach dem Prinzip der **synchronen Demodulatoren** funktionieren [Bax97, S. 49].

Den Ausgangspunkt stellt eine innerhalb des Sonderforschungsbereiches 379 an der TU Chemnitz entwickelte Messschaltung dar [MZH⁺08]. Die Messschaltung beinhaltet die komplette Analogsignalaufbereitung für drei Sensorelemente sowie einen Analog-Digital-Wandler (ADC), dem das Analogsignal über einen Analogmultiplexer zugeführt wird. Die komplette Schaltung ist in einem Mixed-Signal-ASIC untergebracht [MDZ05; Wol06, S. 62]. Die Auswertung des kompletten Sensorarrays soll durch zwei Auswerte-IC auf der in Abb. 4.2 dargestellten Leiterplatte erfolgen. Die Auswerte-IC erlauben

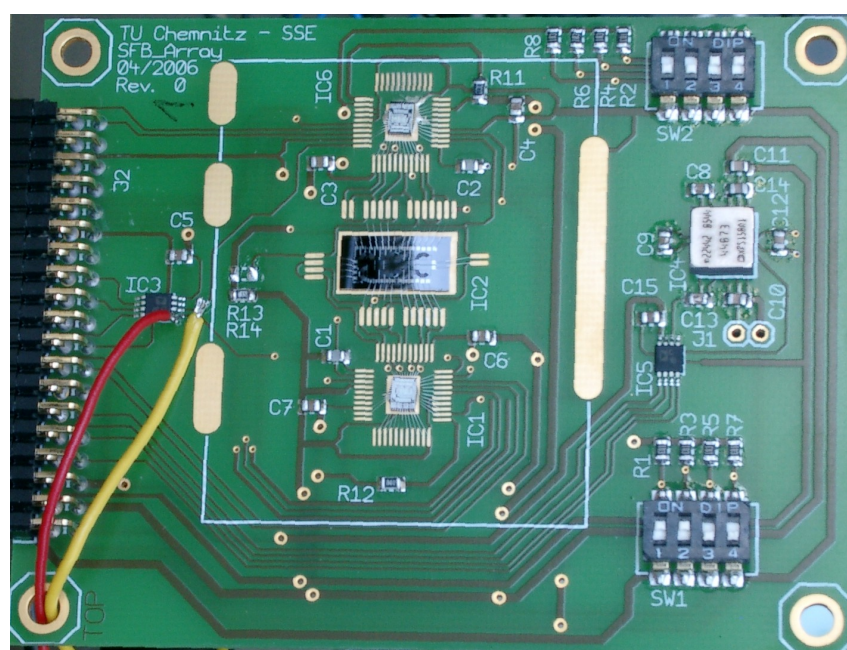


Abb. 4.2: Platine mit Sensor- und Auswerte-IC [Wol06, S. 72]

jedoch keinen geregelten Betrieb des Sensorarrays. Die Regelung ist eine Voraussetzung für die Korrektur des nichtlinearen Sensorverhaltens (siehe Abschnitt 2.3.2). Das bestehende Konzept muss an die Erfordernisse des kraftkompensierten Betriebs angepasst werden. Die Implementierung der Regel- und Signalauswertungsalgorithmen erfolgt auf einem digitalen Signalprozessor (DSP) sowie auf einem PC, der zusätzlich zur Darstellung der Messergebnisse verwendet wird (siehe Abb. 4.3).

4.1.2 Signalauswertung

Die Auswertung der Kapazitätsänderung in der Differenzialkondensatoranordnung erfolgt über ein Trägerfrequenzverfahren. Auf das Trägersignal wird das Signal infolge der

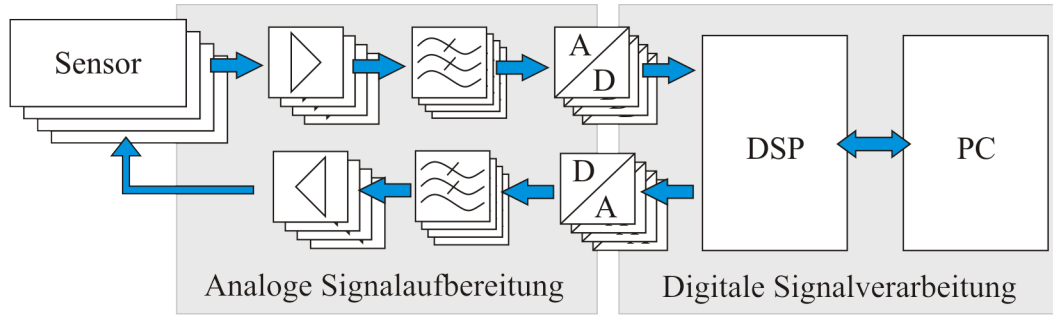


Abb. 4.3: Signalaufbereitungskette für das Sensorarray

Kapazitätsänderung aufmoduliert, anschließend erfolgen die Verstärkung, eine Hochpassfilterung und schließlich die Demodulation.

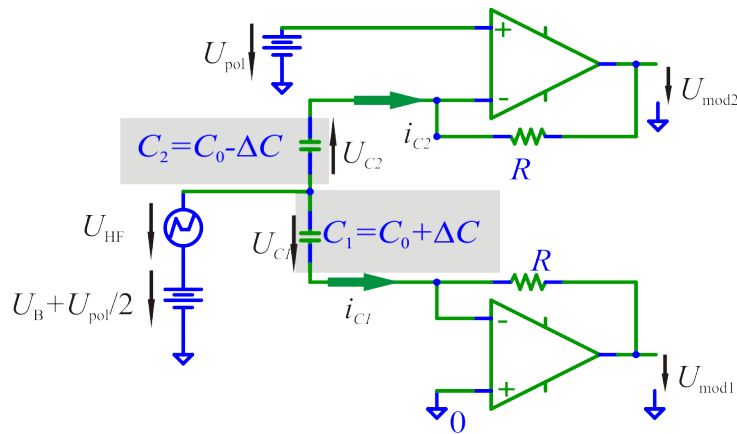


Abb. 4.4: Beschaltung der Sensorkapazität und Transimpedanzstufe

Den Ausgangspunkt für die Modulation stellt die Kapazitätsänderung ΔC dar (siehe Abb. 4.4). Hierfür wird die Differenzialkapazität im Arbeitspunkt C_0 linearisiert, es ergibt sich $C_{1,2} = C_0 \pm \Delta C$. Die Grundkapazität C_0 für die beiden Kapazitäten wird als identisch angenommen, dies lässt sich aus dem Design ableiten. An der beweglichen Mittelelektrode der Differenzialkapazität wird die Spannung

$$U_m = U_{HF} + 1/2 U_{pol} + U_B \quad (4.4)$$

angelegt. Die beiden Gegenelektroden werden auf das Nullpotenzial bzw. auf U_{pol} gelegt. Somit fallen über den Kondensatoren C_1 und C_2 die Spannungen

$$U_{C1} = U_{HF} + 1/2 U_{pol} + U_B \quad (4.5)$$

$$U_{C2} = U_{HF} - 1/2 U_{pol} + U_B \quad (4.6)$$

ab. Die durch die Kondensatoren C_1 und C_2 fließenden Ströme werden im Transimpedanzwandler durch den Widerstand R in die Spannungen

$$U_{mod1} = -R i_{C1} \quad (4.7)$$

$$U_{mod2} = -R i_{C2} + U_{pol} \quad (4.8)$$

überführt. Der Zusammenhang zwischen Spannung und Strom am variablen Kondensator am Beispiel von C_1 ist durch die Differenzialgleichung

$$i_{C1} = \frac{\partial}{\partial t} (C_1 U_{C1}) = U_{C1} \frac{\partial C_1}{\partial t} + C_1 \frac{\partial U_{C1}}{\partial t} \quad (4.9)$$

gegeben. Für den Vorgang der Modulation müssen die einzelnen Signalformen genauer betrachtet werden. Das Kapazitätssignal wird durch eine sinusförmige Funktion beschrieben:

$$\Delta C = \Delta \hat{C} \cos(2\pi f_c t). \quad (4.10)$$

Der vom Sensor abzudeckende Frequenzbereich f_c kann zwischen null und 200 Hz liegen. Die Amplitude ist mit $\Delta \hat{C}$ ($\Delta \hat{C} < C_0$) gegeben. Für die Anregung des Sensors wird ein Dreieckssignal verwendet:

$$U_{HF} = \hat{U}_{HF} w(f_w t). \quad (4.11)$$

Das Dreieckssignal $w(t)$ ¹ (Abb. 4.5) ist mit

$$w(t) = \begin{cases} t, & \forall t \in [0, 1/4) \\ 1/2 - t, & \forall t \in [1/4, 3/4) \\ -1 + t, & \forall t \in [3/4, 1) \end{cases} \quad (4.12)$$

und der Periodendauer $T = 1$ ($0 \leq t < 1$) definiert. Die im Folgenden benötigte Ableitung dieser Funktion liefert die Rechteckfunktion (Abb. 4.5)

$$\text{rect}(t) = \frac{\partial w(t)}{\partial t} = \begin{cases} 1, & \forall t \in [0, 1/4) \\ -1, & \forall t \in [1/4, 3/4) \\ 1, & \forall t \in [3/4, 1) \end{cases} \quad (4.13)$$

Es gilt weiterhin, dass die Frequenz des Dreieckssignals sehr viel größer ist als die Frequenz der Kapazitätsänderung ($f_c \ll f_w$). Dies vereinfacht die Gl. (4.9) zu

$$i_{C1} \approx C_1 \frac{\partial U_{C1}}{\partial t}, \quad (4.14)$$

mit den Gln. (4.5), (4.11) und (4.13) führt dies zu

$$\begin{aligned} i_{C1} &= (C_0 + \Delta C) \frac{\partial (U_{HF} + 1/2 U_{pol} + U_B)}{\partial t} \\ &= (C_0 + \Delta C) f_w \hat{U}_{HF} \text{rect}(f_w t) \\ &= \underbrace{C_0 f_w \hat{U}_{HF} \text{rect}(f_w t)}_{\text{Trägersignal}} + \underbrace{\Delta \hat{C} f_w \hat{U}_{HF} \cos(2\pi f_c t) \text{rect}(f_w t)}_{\text{Seitenbänder}}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Mit diesem Schritt wird das niederfrequente bzw. statische Kapazitätssignal auf das hochfrequente Trägersignal aufmoduliert. Die Abb. 4.6 verdeutlicht den Vorgang. Am

¹ Die Amplitude des Dreieckssignals beträgt $\frac{1}{4}$ und wird zur Vereinfachung der weiteren Rechnung in \hat{U}_{HF} berücksichtigt.

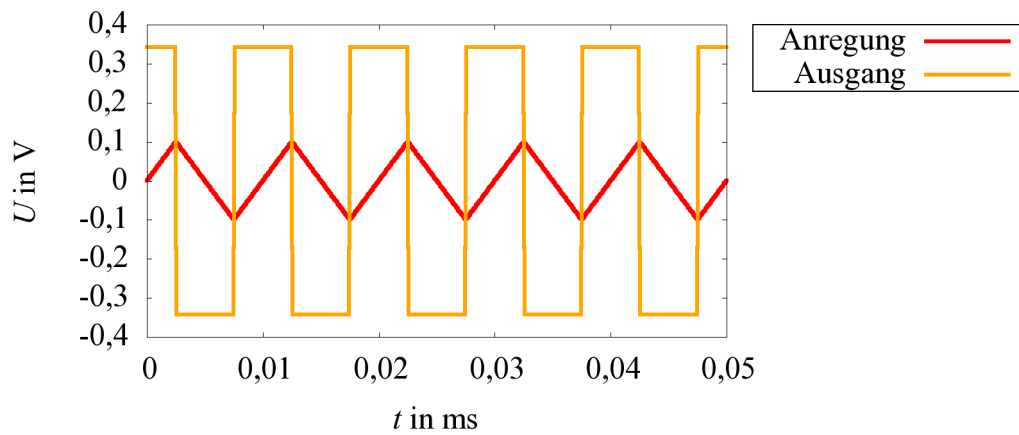


Abb. 4.5: Darstellung der Anregespannung an der Mittelelektrode der Sensorkapazität und der differenzierten Spannung am Ausgang der Transimpedanzwandlung

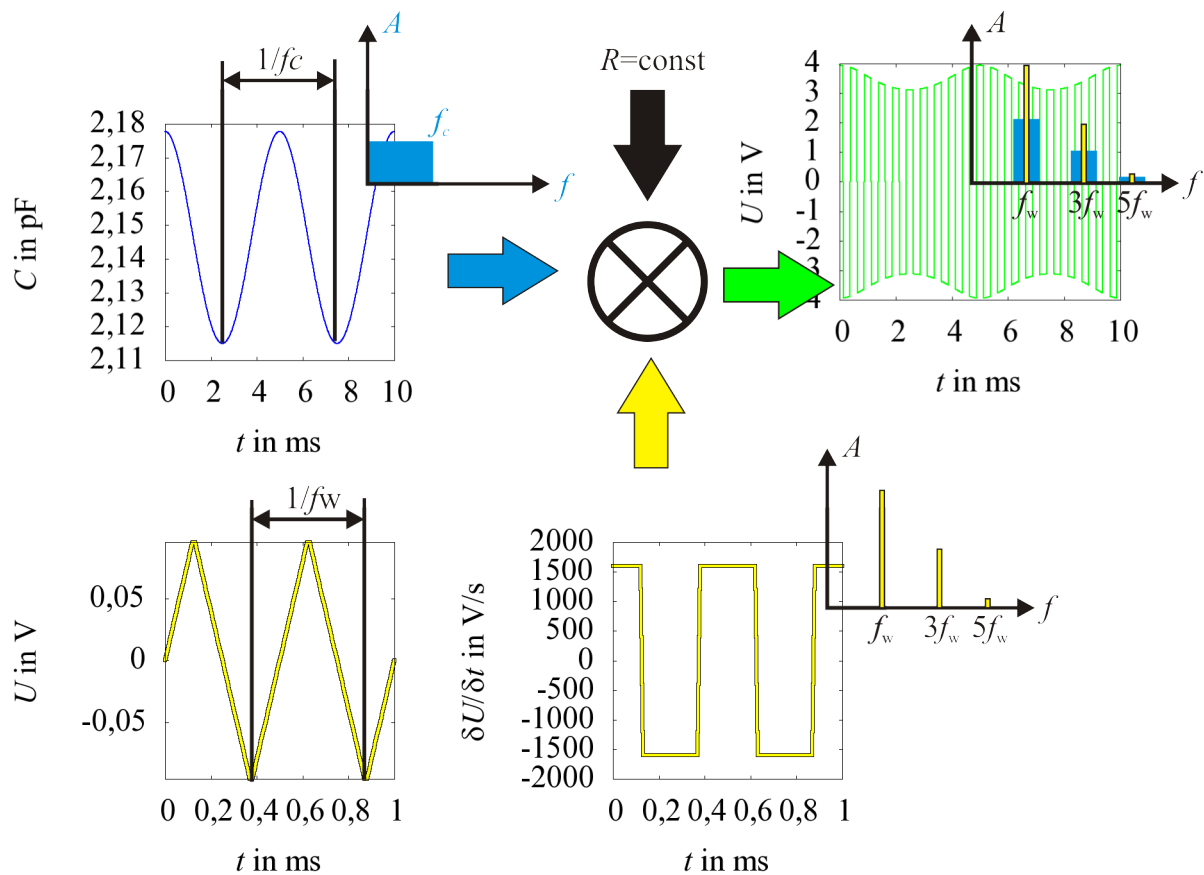


Abb. 4.6: Modulation im Zeit- und Frequenzbereich

Ausgang des Transimpedanzwandlers stehen die beiden modulierten Spannungssignale

$$U_{\text{mod1}} = -R C_0 f_w \hat{U}_{\text{HF}} \text{rect}(f_w t) - R \Delta \hat{C} f_w \hat{U}_{\text{HF}} \cos(2\pi f_c t) \text{rect}(f_w t) \quad (4.16)$$

$$U_{\text{mod2}} = -R C_0 f_w \hat{U}_{\text{HF}} \text{rect}(f_w t) + R \Delta \hat{C} f_w \hat{U}_{\text{HF}} \cos(2\pi f_c t) \text{rect}(f_w t) + \underbrace{U_{\text{pol}}}_{\text{Offset}} \quad (4.17)$$

zur Verfügung. Diese beiden Signale werden hochpassgefiltert, alle in den beiden Signalen U_{mod1} und U_{mod2} enthaltenen Gleichanteile werden hierdurch eliminiert.

Den Abschluss bildet die synchrone Demodulation. Hierfür müssen die Signale U_{mod1} und U_{mod2} mit dem Rechtecksignal Gl. (4.13) multipliziert werden. Mit der Beziehung

$$\text{rect}(t) \text{rect}(t) = 1 \quad (4.18)$$

folgt

$$\begin{aligned} U_{\text{demod1}} &= \left(-R C_0 f_w \hat{U}_{\text{HF}} \text{rect}(f_w t) - R \Delta \hat{C} f_w \hat{U}_{\text{HF}} \cos(2\pi f_c t) \text{rect}(f_w t) \right) \text{rect}(f_w t) \\ &= -R C_0 f_w \hat{U}_{\text{HF}} - R \Delta \hat{C} f_w \hat{U}_{\text{HF}} \cos(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (4.19)$$

und

$$\begin{aligned} U_{\text{demod2}} &= \left(-R C_0 f_w \hat{U}_{\text{HF}} \text{rect}(f_w t) + R \Delta \hat{C} f_w \hat{U}_{\text{HF}} \cos(2\pi f_c t) \text{rect}(f_w t) \right) \text{rect}(f_w t) \\ &= -R C_0 f_w \hat{U}_{\text{HF}} + R \Delta \hat{C} f_w \hat{U}_{\text{HF}} \cos(2\pi f_c t). \end{aligned} \quad (4.20)$$

Werden die beiden demodulierten Signale subtrahiert, erhält man ein der Kapazitätsänderung ΔC proportionales Spannungssignal

$$\begin{aligned} U_{\text{diff}} &= U_{\text{demod2}} - U_{\text{demod1}} \\ &= \left(-R C_0 f_w \hat{U}_{\text{HF}} + R \Delta \hat{C} f_w \hat{U}_{\text{HF}} \cos(2\pi f_c t) \right) - \\ &\quad \left(-R C_0 f_w \hat{U}_{\text{HF}} - R \Delta \hat{C} f_w \hat{U}_{\text{HF}} \cos(2\pi f_c t) \right) \\ &= 2R \Delta \hat{C} f_w \hat{U}_{\text{HF}} \cos(2\pi f_c t). \end{aligned} \quad (4.21)$$

Für die Auswertung bzw. Demodulation der Signale können die folgenden Auswerteverfahren benutzt werden:

1. Bei der direkten Digitalisierung der modulierten Signale [Blu06, S. 94; BA08, S. 180] bzw. der Signaldifferenz [Kei07, S. 11; Bal08, S. 12] werden die Spannungen mit einer hohen Abtastrate digitalisiert und anschließend digital weiterverarbeitet. Die sehr einfache Demodulation des Rechtecksignals, d. h. die phasenrichtige Multiplikation mit $+1$ und -1 , ist in einem DSP oder FPGA möglich. Problematisch ist bei einem diskreten Aufbau der Schaltung die Signalqualität.

Die analogen nieder- und hochfrequenten sowie die digitalen Signale stören sich [Blu06, S. 94; Bal08, S. 45]. Ein weiteres Problem ist die Echtzeitverarbeitung der Signale mit mindestens der Frequenz des HF-Signals. Diese Faktoren limitieren die Auswahl geeigneter ADC für die sechs Sensorelemente [Kei07, S. 13; Wol06, S. 69].

2. Die Signalverarbeitung wird, wie in Abb. 4.7 dargestellt, analog fortgesetzt. Durch das verwendete Dreiecksignal (durch Differenziation ein Rechtecksignal) kann auf einen analogen Multiplizierschaltkreis verzichtet werden, stattdessen werden analoge Wechselschalter verwendet, weil diese einfacher zu implementieren sind. Die Signale U_{demod2} und U_{demod1} werden phasenrichtig dem Subtrahierer zu geführt. Dieses Signal wird verstärkt, tiefpassgefiltert und digitalisiert.

Für die Signalverarbeitung der Sensorelemente in dieser Arbeit wird das zweite Auswertekonzept verwirklicht. Im folgenden Abschnitt wird eine Auswahl der notwendigen Schaltungskomponenten näher erläutert.

Transimpedanzstufe, Modulation und Demodulation

Die Eingangsstufe der Schaltung besteht aus einem Transimpedanzverstärker, dieser setzt die beiden Differenzströme i_{C1} und i_{C2} in Spannungen um. Ausgehend von den Simulationsergebnissen für die Kapazitätsänderung im Abschnitt 3.4.2 ($C_{1,2} = 2...4$ pF) und den Parametern für das Trägersignal² wird ein Strom von $\hat{i}_{C1} \approx 160...320$ nA ermittelt. Für eine Kapazitätsänderung infolge einer Beschleunigung von $0,1 \text{ ms}^{-2}$ ist mit einer Stromänderung von $\Delta\hat{i}_{C1} = 14$ pA zu rechnen. Diese Rechnung zeigt, dass die Anforderung an die Eingangsstufe der Transimpedanzwandlung bezüglich des Eingangsruhestroms sehr hoch ist. Gleichzeitig wird eine hohe Bandbreite benötigt, um das Rechtecksignal zu verarbeiten. Für diesen Anwendungsfall eignen sich OPV mit FET-Eingang [Sei03, S. 308]. Diese weisen einen hohen Offset auf [Sei03, S. 308] (ca. 1 mA) [Ana]. Dieser hat jedoch keinen Einfluss auf die Signalauswertung, da der Offset durch das gewählte Messverfahren eliminiert wird. Die Simulation der Modulations- bzw. Transimpedanzstufe wird mit PSpice (Abb. 4.8a) durchgeführt. Sie zeigt die Notwendigkeit des breitbandigen OPV und liefert Aussagen über das Schwingverhalten, außerdem wird die Funktion der Schaltung mit parasitären Kapazitäten geprüft. Für den Transimpedanzverstärker ist zur Unterdrückung eines zu starken Überschwingers eine Bandbegrenzung vorgesehen. Die Strom-Spannungs-Wandlung erfolgt über einen $1 \text{ M}\Omega$ -Widerstand im Rückkoppelzweig des Transimpedanzwandlers.

Die Hochpassfilterung erfolgt mit einem passiven Hochpass, dessen untere Grenzfrequenz

$$f_{g,HP} = \frac{1}{2\pi R_{HP} C_{HP}} \quad (4.22)$$

² $f_w = 100 \text{ kHz}$, $\hat{U}_{HF,real} = \frac{1}{4} \hat{U}_{HF} = 200 \text{ mV}$

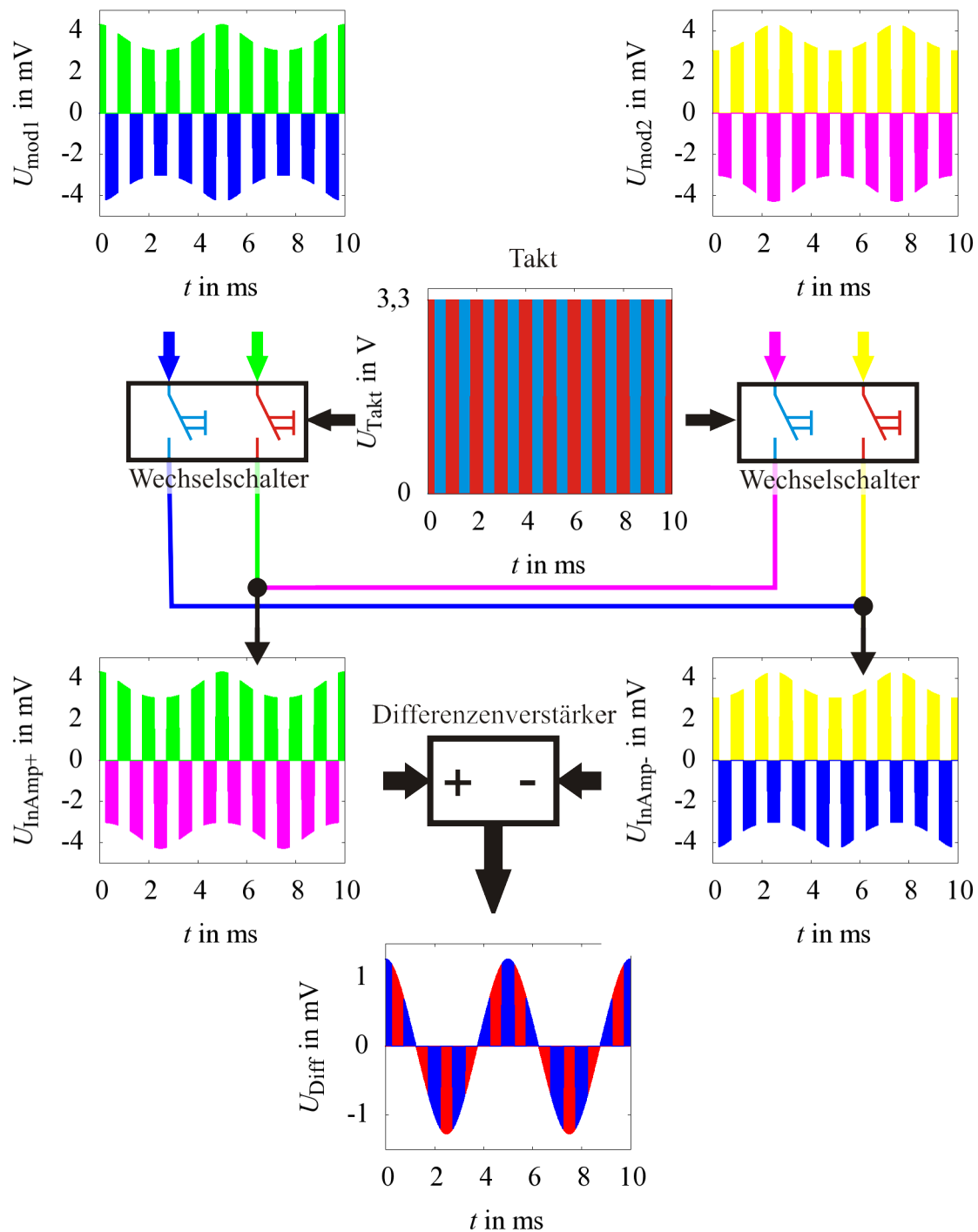
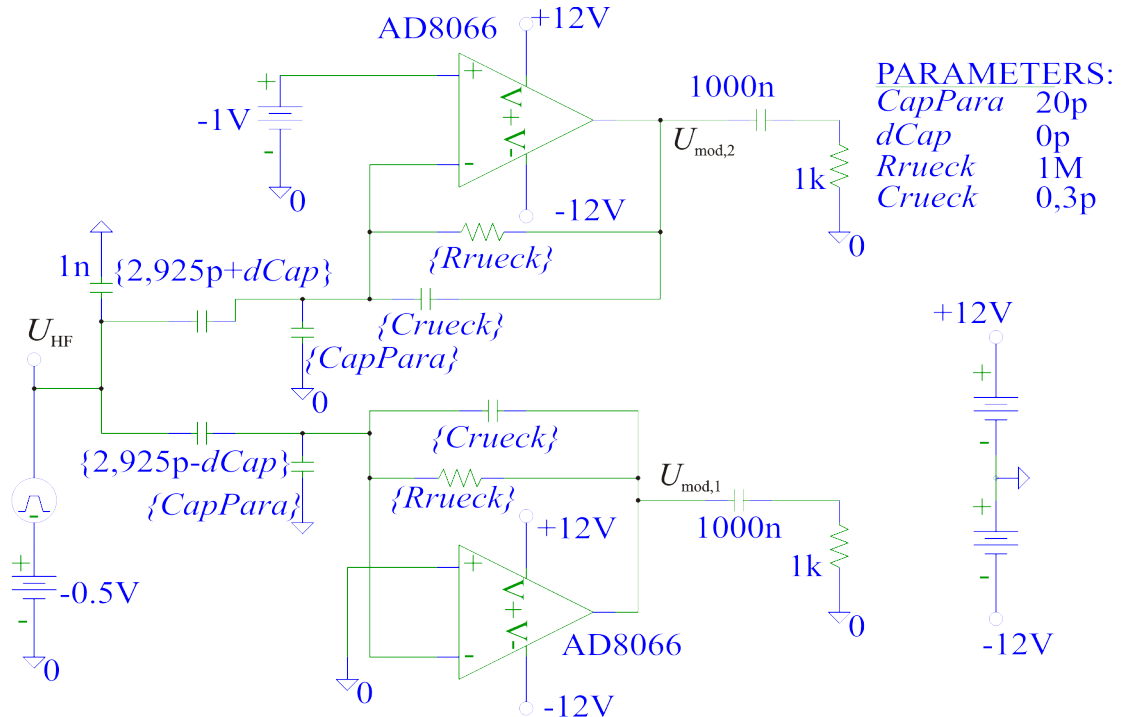
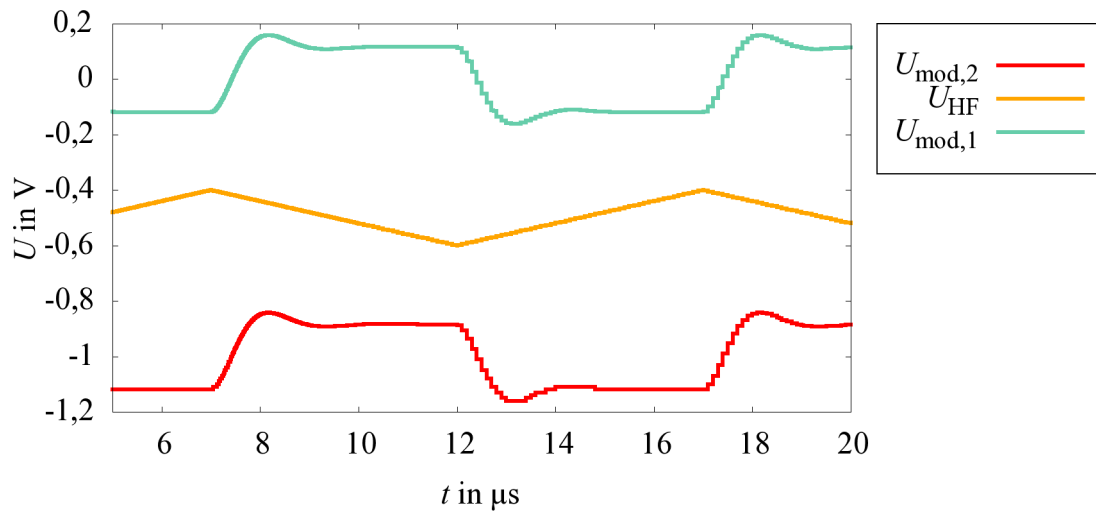


Abb. 4.7: Demodulation des Messsignals



(a) PSpice Simulationsmodell

(b) Ausgangssignal des Transimpedanzwandlers ($U_{mod,1}$, $U_{mod,2}$)**Abb. 4.8:** Modulations-, Transimpedanzwandler- sowie Hochpassstufe der Sensorauswertung

auf 1 kHz gelegt wird. Die hochpassgefilterten Signale werden über die Wechselschalter³ dem Instrumentationsverstärker⁴ zugeführt. Der Instrumentationsverstärker dient nicht nur zur Differenzbildung, sondern verstärkt das Differenzsignal um den Faktor 100. Die Abb. 4.9 zeigt den Schaltplan und verdeutlicht die einzelnen Funktionsgruppen für ein Sensorelement.

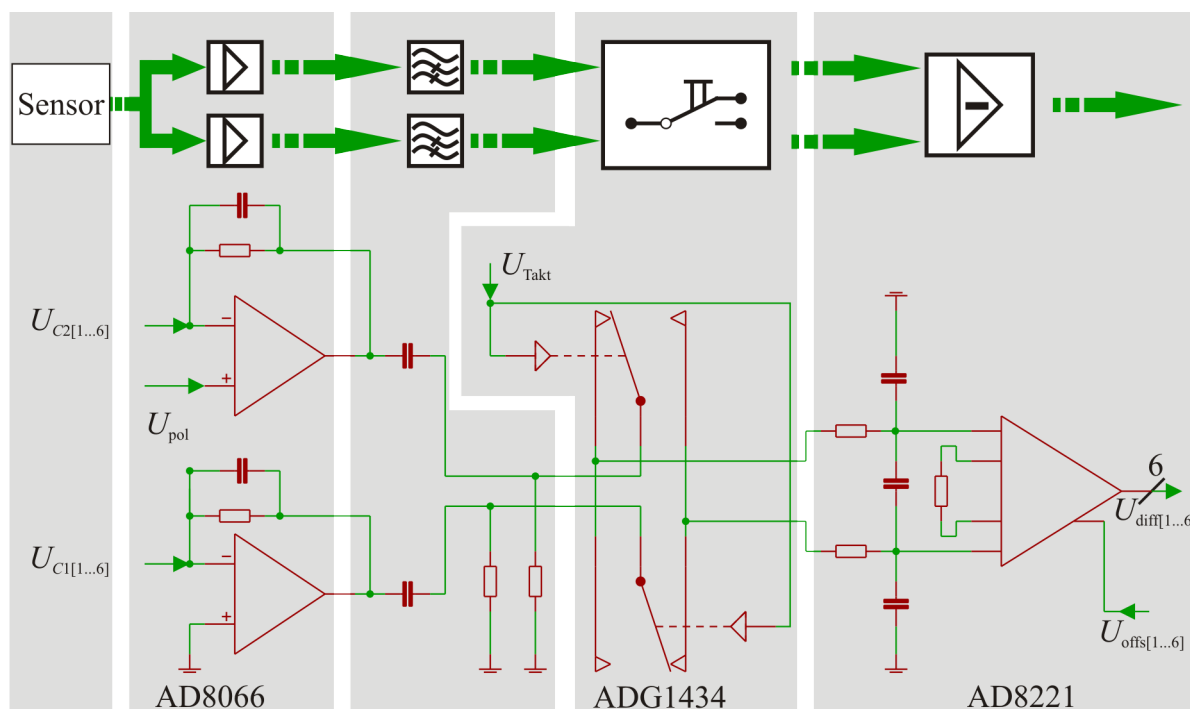


Abb. 4.9: Schaltplan und Funktionsblöcke für Modulations-, Transimpedanz- und Demodulationsstufe

Digitale Schnittstelle

Das analog vorliegende Sensorausgangssignal wird durch einen ADC digitalisiert. Der ideale ADC für inertielle Messsysteme weist ein „integralinvariantes“ Verhalten auf, es muss das komplette Signal ohne Unterbrechungen abgetastet werden. Mehrkanal-ADC im Multiplexbetrieb erfüllen diese Anforderung nicht [Hin98, S. 109]. Es kommt zu einem zeitlichen Versatz zwischen den Kanälen. Der ADC muss alle sechs Sensorelemente gleichzeitig digitalisieren können. In der Schaltung wird ein Sechs-Kanal-ADC⁵ verwendet. Dieser tastet die sechs Kanäle gleichzeitig mit einer Auflösung von 16 Bit und einer Abtastrate von 250 kSamples/s ab.

Die Digital-Analog-Wandlung (DAC) wird von zwei DAC8814 der Firma Texas Instruments übernommen. Für die Bereitstellung der Arbeitsspannung U_B wird für jedes Sensorelement ein DAC-Kanal benötigt. Die Polarisationsspannung wird über einen weiteren DAC-Kanal bereitgestellt. Beide verwendeten DAC besitzen jeweils vier Kanäle,

³ ADG1434 von Analog Devices

⁴ AD8221 von Analog Devices

⁵ AD7656 von Analog Devices

mit einer Auflösung von 16 Bit und einer Bandbreite von 10 MHz. An einem Stromausgang⁶ des DAC wird das analoge Signal ausgegeben.

Signalgenerierung, Filterung und Verstärkung

Die Signale für die Mittelelektroden der Sensoren U_m und die Polarisationsspannung werden mittels DAC bereitgestellt (siehe Abb. 4.10). Der Stromausgang des DAC wird, mittels eines externen, als Transimpedanzwandler geschalteten Operationsverstärkers, in eine niederohmige Spannungsquelle umgesetzt. Anschließend folgt eine Tiefpassfilterung, um Störsignale durch den Wandlungsvorgang zu unterdrücken. Der letzte Schritt vor der Zuführung der Signale an die jeweilige Mittelelektrode ist die Überlagerung mit dem Dreieckssignal U_{HF} nach Gl. (4.4). Die Überlagerung erfolgt durch einen analogen, breitbandigen Addierer [Sei03, S. 351; TS02]. Das nach Modulation, Demodulation und

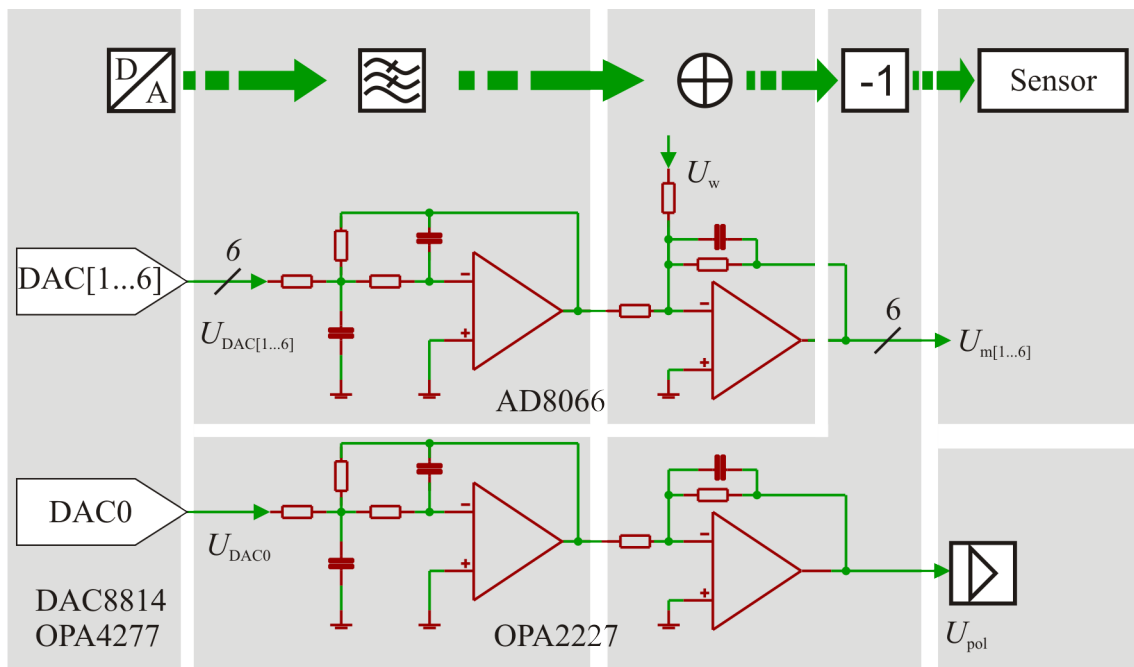


Abb. 4.10: DAC Signalkette

Differenzbildung vorliegende Signal wird tiefpassgefiltert. Mit der verwendeten Filterkette werden zwei Ziele verfolgt. Die Voraussetzung für eine fehlerfreie Digitalisierung eines Messsignals ist die Einhaltung des Abtasttheorems ($f_{\text{sample}} > 2f_c$). Höherfrequente Anteile des Signals, die zur Verletzung des Abtasttheorems führen, werden herausgefiltert. Das zweite Ziel ist die Pegelanpassung. Um den ADC im unregelmäßigen Sensorbetrieb optimal auszunutzen, muss der komplette Eingangsspannungsbereich verwendet werden. Die Filterkette dient hier zusätzlich als Verstärker. Somit wird die bestmögliche Auflösung des ADC erreicht.

Für die Filterkette wird ein Tiefpass vierter Ordnung mit Besselcharakteristik verwendet (siehe Abb. 4.12). Dieser besitzt ein gutes Übertragungsverhalten und geringes

⁶ Im DAC ist ein Rückkoppelwiderstand für einen externen IU-Wandler integriert.

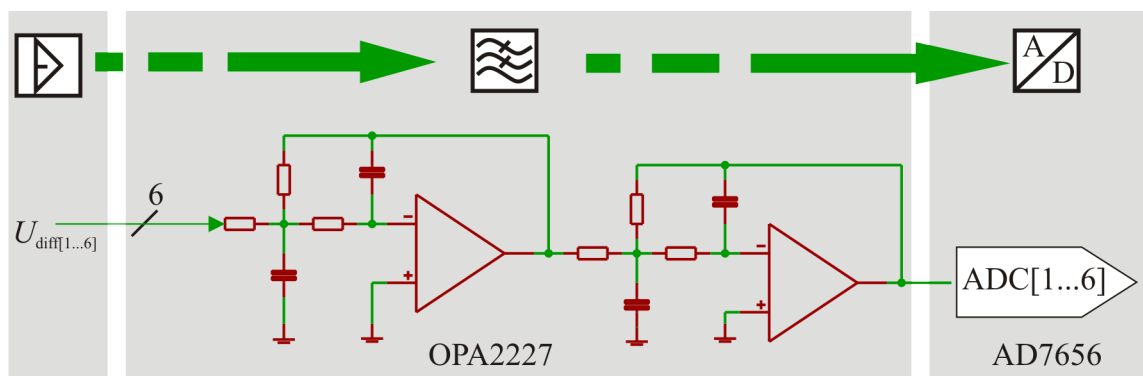


Abb. 4.11: Antialiasing Filter vierter Ordnung für den ADC

Überschwingen, mit dem Nachteil einer geringeren Flankensteilheit im Frequenzgang gegenüber Tschebyscheff- und Butterworthfilter [TS02, S. 819]. Der Aufbau besteht aus zwei Stufen mit jeweils Filtern zweiter Ordnung. Die Gesamtverstärkung beträgt 7,3. Die Auslegung der Filterkoeffizienten und die Ermittlung von Widerstands- und Kapazitätswerten sind aus [TS02] entnommen.

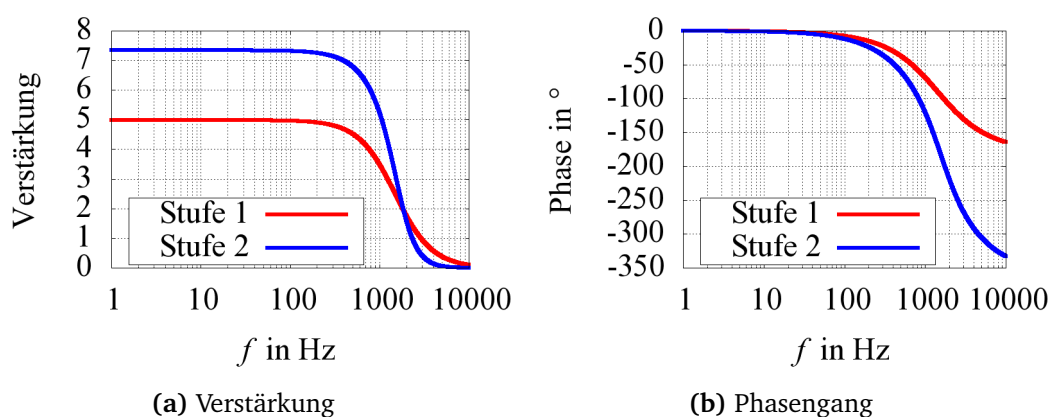


Abb. 4.12: Übertragungsverhalten der Antialiasingfilter mit Verstärkung

4.2 Signalverarbeitung

Den Kern der digitalen Signalverarbeitung stellt der digitale Signalprozessor (DSP) dar. Der DSP übernimmt die digitalisierten Signale vom ADC, verarbeitet diese und gibt entsprechende Ausgabewerte für die DAC vor. Dieser Ablauf erfolgt in einem festen Zeitrahmen, der durch einen PC nicht ohne Weiteres erfüllbar ist. In dieser Arbeit dient der PC lediglich als Entwicklungsumgebung, zur längerfristigen Messwerterfassung und -darstellung. Abb. 4.13 zeigt die einzelnen Komponenten der digitalen Signalverarbeitung.

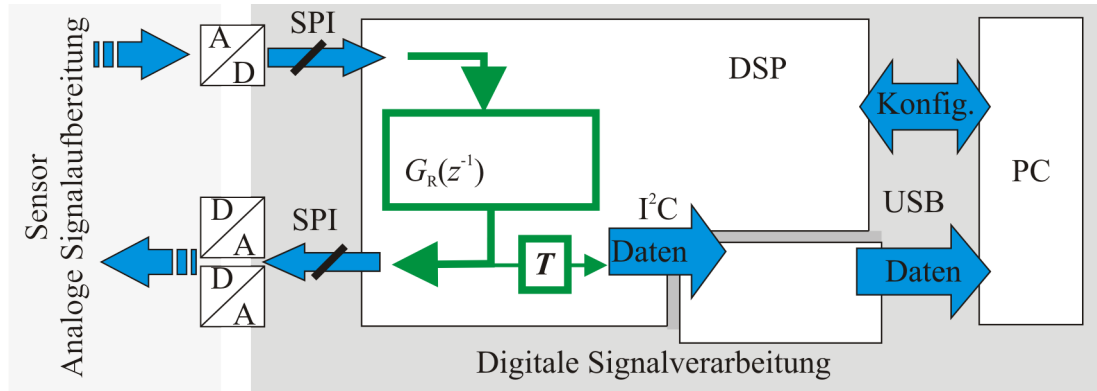


Abb. 4.13: Module der digitalen Signalverarbeitung

4.2.1 Digitaler Regler

Der Aufbau eines Regelkreises ist in Abb. 4.14 mit den wichtigsten Komponenten dargestellt. Die Regelstrecke G_S umfasst den Sensor einschließlich der analogen Signalaufbereitung und der Wandlung (AD, DA). Die Strecke liefert als Ausgangswert den Istwert y . Diese digitalisierte Ausgangsspannung des Sensors ist im offenen Regelkreis proportional zur einwirkenden Beschleunigung. Die Strecke wird durch die Stellgröße u , in diesem Fall die Arbeitsspannung U_B , und durch die Störgröße z beeinflusst. Die Störgröße repräsentiert die eigentlich zu messende Beschleunigung a . Für den Einsatz des Reglers am Sensor besitzt die Führungsgröße w einen konstanten Wert (Sensormittelstellung, Sensornullpunkt). Die Regelabweichung e ergibt sich durch

$$e = w - y. \quad (4.23)$$

Der Regler G_R besitzt die Aufgabe, das Regelungsziel zu erfüllen, d. h. die Regelabweichung zu beseitigen bzw. möglichst klein zu halten. Für den Fall der konstanten Führungsgröße spricht man von Festwertregelung [Unb05, S. 12].

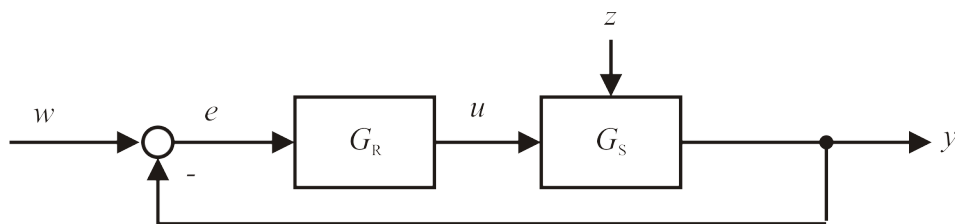


Abb. 4.14: Blockschaltbild eines Regelkreises

Regler lassen sich sowohl aus analogen Komponenten aufbauen, als auch in Form eines Algorithmus in einem Rechner ausführen. Für die Implementierung des Reglers auf einem DSP sprechen die mehrere Vorteile. Die Flexibilität des DSP ermöglicht eine schnelle Anpassung und eine einfache Parametrisierung des Reglers. Die Reglerparameter werden nicht durch Umwelteinflüsse (Temperatur, Alterung, Luftfeuchte) beeinflusst. Auf dem DSP können sehr aufwändige Regelalgorithmen und die in dieser Arbeit vorgestellte Signalkorrektur implementiert werden.

Durch die Implementierung des Reglers werden die folgenden Ziele angestrebt:

- stabiles Verhalten trotz des nichtlinearen Streckenverhaltes
- optimales Sprungübergangsverhalten (geringes Überspringen, kurze Einstellzeit)
- Verbesserung der Dynamik der Strecke (Linearisierung, Bandbreitenvergrößerung, Entdämpfung)
- Messbereichserweiterung und
- Vermeidung von Pull-In und Sticking des MEMS.

Für die Reglerstruktur bzw. deren Entwurf existieren verschiedene Ansätze. Zu den bekanntesten Varianten zählen die parameteroptimierten bzw. klassischen, die prozesskompensierenden und die prädiktiven Regler [Büt91, S. 134]. Klassische Regler (z. B. P-, PI-, PID-Regler) können empirisch bzw. erfahrungsgestützt z. B. durch Einstellregeln dimensioniert werden [Unb97, S. 147]. Für die prozesskompensierenden Regler (Deadbeat, Kompensationsregler) besteht das Ziel, die Regelstrecke teilweise oder komplett zu kompensieren [Büt91, S. 134]. Dabei sind zwei Probleme zu berücksichtigen [Büt91, S. 134]. Das Modell der Strecke muss für den Reglerentwurf sehr gut bekannt sein, die Regelung führt sonst zu Fehlverhalten. Bei stochastischen Störungen ist dieser Regler nicht einsetzbar.

Die Prädiktionsregler (Generalized Model Algorithmic Controller GMAC, Orientierungsregler) sind ebenso modellbasiert, zeichnen sich jedoch durch die Robustheit, die Toleranz gegenüber Streckenschwankungen sowie das sehr gute Führungs- als auch Störgrößenübertragungsverhalten aus [Ehr94]. Diese Reglerstruktur wird aufgrund der vorhandenen Erfahrung mit Mikroaktoren [Spe05, Böh96] auch für den Sensor verwendet.

Die Übertragungsfunktion des digitalen Reglers G_R , genauer $G_R(z)$, wird typischerweise durch den Quotienten von zwei Polynomen im \mathcal{Z} -Bereich dargestellt:

$$G_R(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_n z^{-n}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_m z^{-m}} z^{-d} = \frac{B(z)}{A(z)} z^{-d}. \quad (4.24)$$

Der Reglerentwurf besteht darin, die Koeffizienten der Polynome $A(z)$ und $B(z)$ sowie die Totzeit z^{-d} zu ermitteln. Für den Entwurf stehen die Übertragungsfunktionen der Strecke $G_S(p)$ sowie die Eingangs- und Ausgangsgrößen des Reglers ($y(t)$, $u(t)$) im Zeitbereich zur Verfügung. Für die Ermittlung der Koeffizienten werden mathematische Beziehungen zur Transformation zwischen Zeit-, Laplace- und \mathcal{Z} -Bereich benötigt. Hierzu werden im Anhang C S. 113 die Zusammenhänge erläutert.

4.2.2 Simulation des Regelkreises

Für den Regler wird die Übertragungsfunktion der Strecke im \mathcal{Z} -Bereich benötigt. Im Frequenzbereich ist diese Funktion durch

$$G_S(p) = G_{\text{TP DAC}}(p) G_{\text{MEMS}}(p) G_{\text{IU}}(p) G_{\text{TP ADC}}(p) \quad (4.25)$$

gegeben, bestehend aus

- den Tiefpässen $G_{\text{TP DAC}}(p)$ für den DAC-Ausgang (siehe Abschnitt 4.1.2)
- der Übertragungsfunktion des linearisierten MEMS $G_{\text{MEMS}}(p)$ (siehe Abschnitt 3.6.7)
- der analogen Signalaufbereitung $G_{\text{IU}}(p)$ am Sensor und
- den Tiefpässen $G_{\text{TP ADC}}(p)$ zur Antialiasing-Filterung (siehe Abschnitt 4.1.2).

In Abb. 4.15 sind Amplituden- und Phasenfrequenzgang der Streckenübertragungsfunktion dargestellt, d. h. die ursprüngliche Funktion im Frequenzbereich und die Näherungslösung im \mathcal{Z} -Bereich. Im unteren Frequenzbereich ist eine gute Übereinstimmung zu finden. Bei Frequenzen im Bereich der halben Abtastfrequenz steigt der prinzipbedingte Fehler jedoch an.

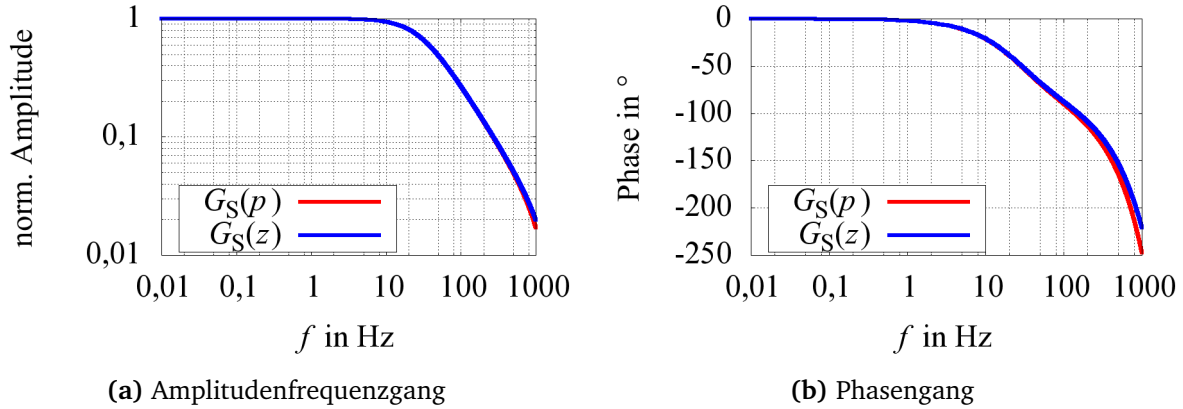


Abb. 4.15: Vergleich der Frequenzgänge der Strecke im Frequenzbereich und die approximierte Übertragungsfunktion im \mathcal{Z} -Bereich

Für den Entwurf des Reglers nach dem GMAC-Prinzip wird auf die ausführliche Beschreibung in [Ehr94] bzw. die Implementierung in einem Matlab-Script [Spe05] zurückgegriffen. Dem Script müssen die Polynomkoeffizienten der Strecke sowie drei Parameter übergeben werden. Diese drei Parameter leiten sich aus dem Regelungsziel [Ehr94] des Reglers ab. Das Regelungsziel stellt die Minimierung des Ausdrucks

$$\underbrace{\sum_{i=1}^q e(k+i)^2}_{\text{Reglerabweichung}} + \underbrace{\sum_{i=1}^s \lambda [u(k+i-1) - u(k-1)]^2}_{\text{Stellgrößenänderung}} \rightarrow \text{Min} \quad (4.26)$$

dar. Die drei freien Parameter für die Regleroptimierung sind der Prädiktionshorizont q , der Stellhorizont s und die Wichtung der Stellgrößenänderung λ .

Für die Untersuchungen wird das Simulink-Modell aus Abb. 4.16 verwendet. Zur Initialisierung dient ein Matlab-Script, das die Reglerkoeffizienten berechnet. Im Unterschied zum Streckenmodell für den Reglerentwurf wird im Simulink-Modell das nichtlineare Verhalten des MEMS berücksichtigt. Abb. 4.17 verdeutlicht, dass die Analyse mit

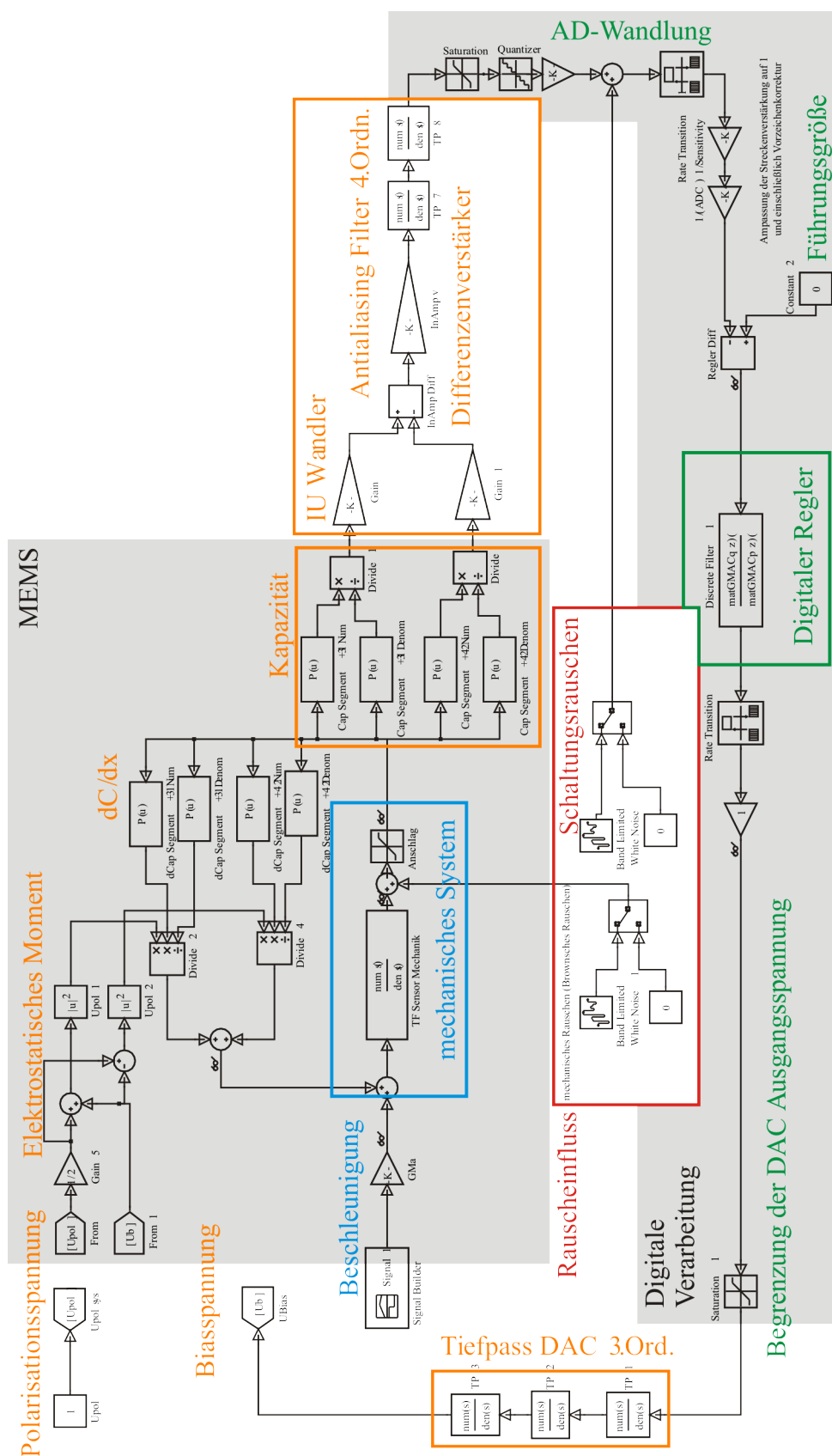


Abb. 4.16: Simulink-Modell zur Reglervalidierung

dem nichtlinearen Modell für die Regleruntersuchung wichtig ist. Das Simulationsmodell des unregelmäßigten MEMS wird zum einen mit dem nicht linearen elektrostatischen Moment $M_{\text{elek, nonlin}}$ und zum anderen mit dem linearisierten Moment $M_{\text{elek, lin}}$ rückgekoppelt. In der Simulation nach Abb. 4.17 steigt die Beschleunigung linear an und führt zu einer Auslenkung des Sensors. Diese führt zu einer Änderung der Kapazität und folglich des Moments. Das nichtlineare Moment führt zum erwarteten Pull-In. Beim linearisierten Moment steigt die Auslenkung der Struktur bis zum Erreichen des Anschlags nahezu linear an. Um die Systemstabilität im geschlossenen Regelkreis zu prüfen, muss folglich mit dem realen nichtlinearen Modell simuliert werden.

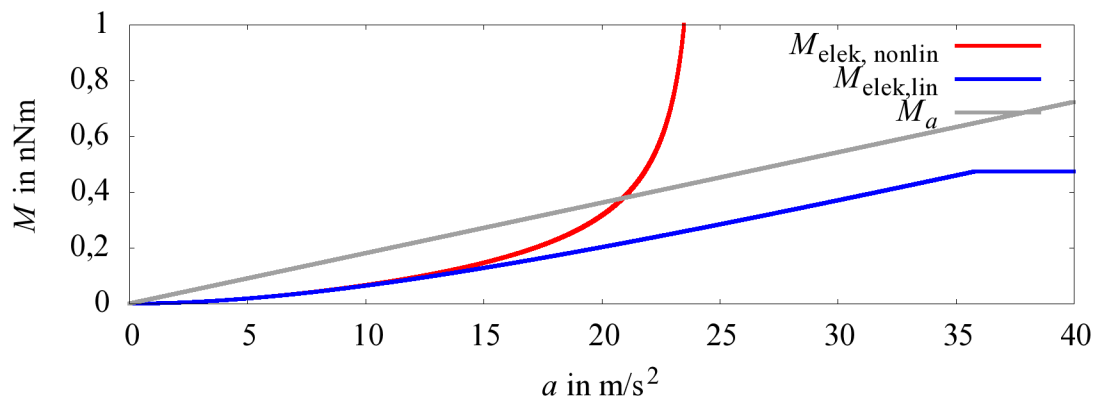


Abb. 4.17: Vergleich des elektrostatischen Moments bei linearisiertem und nichtlinearem Modell

In [Ehr94] werden neben der Herleitung des Reglers auch Empfehlungen für die Parameter q , s und λ gegeben. Iterativ wird eine Einstellung gefunden, bei der kein starkes Überschwingen und keine Beeinflussung durch Rauschen auftreten sowie eine möglichst kurze Einstellzeit erreichbar wird. In Abb. 4.18 wird der Unterschied bei der Parameterwahl verdeutlicht. Für Parametersatz 1 ($d = 1$, $q - d = s = 200$, $\lambda = 5$) ergeben sich

- eine etwas größere Bandbreite als bei der offenen Strecke und
- eine gute Rauschunterdrückung (Filterung).

Für Parametersatz 2 ($d = 1$, $q - d = s = 20$, $\lambda = 0,01$) ergeben sich

- eine große Bandbreite
- ein schnelleres Einschwingen nach dem Sprung und
- ein schlechteres Rauschverhalten.

Die praktischen Untersuchungen werden folglich mit dem ersten Parametersatz durchgeführt.

Weitere Ziele für die Regelung sind die Erweiterung des Messbereiches, die Vermeidung von Sticking und die Erhöhung der Dynamik. Die Simulationsergebnisse aus

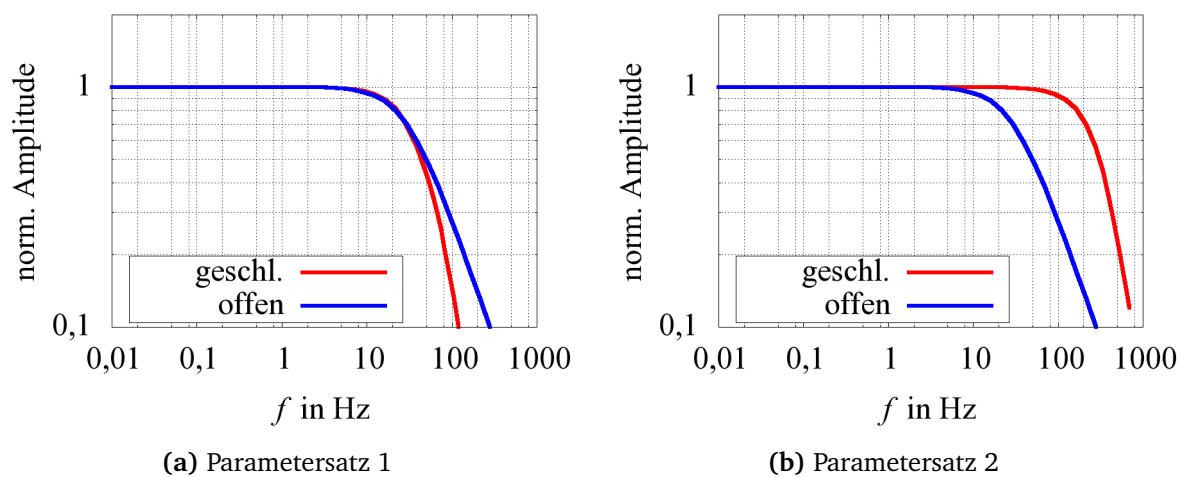


Abb. 4.18: Amplitudenfrequenzgang des offenen und geschlossenen Regelkreises

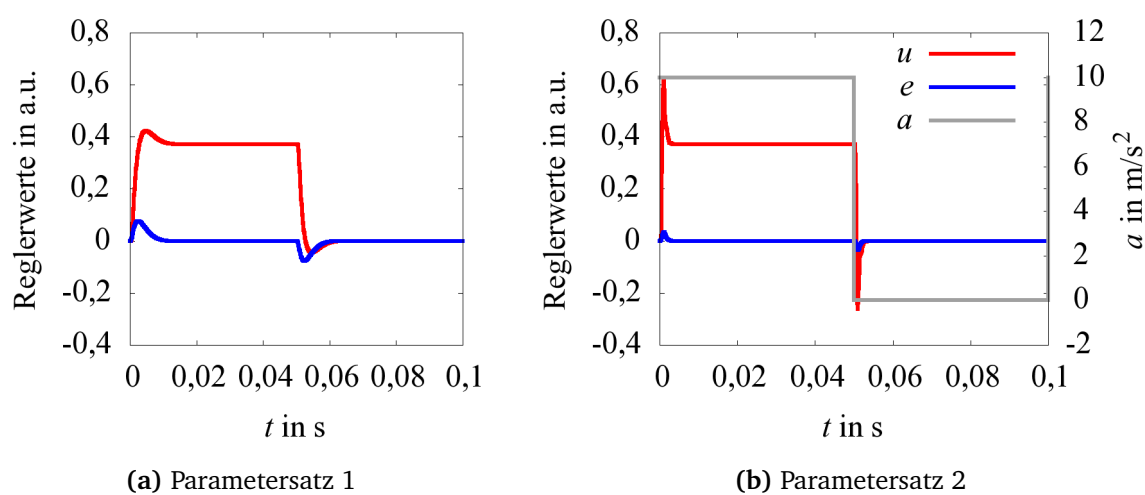


Abb. 4.19: Sprungantwort (Beschleunigungssprung 10 m/s^2)

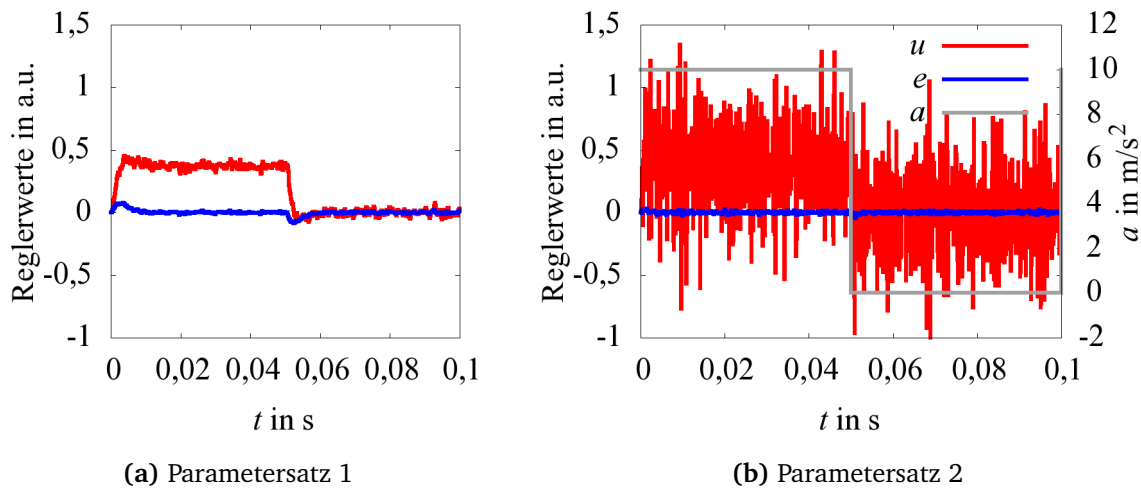
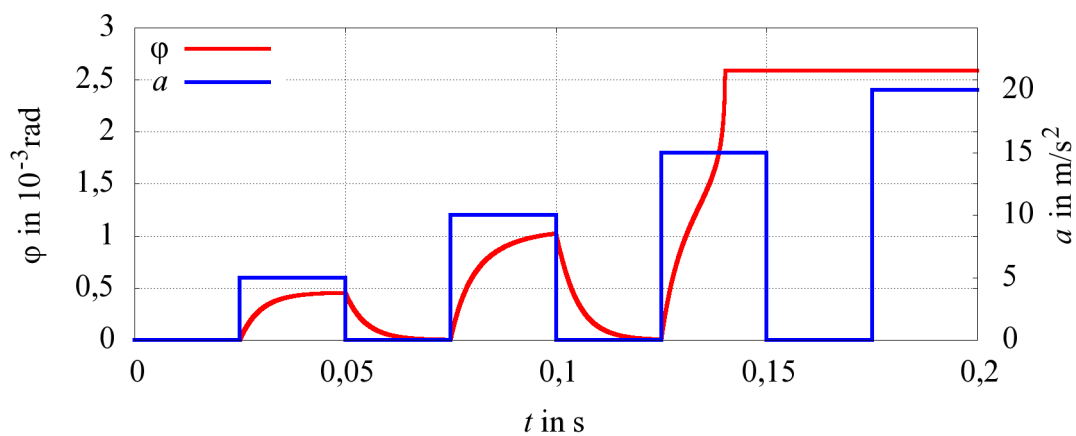


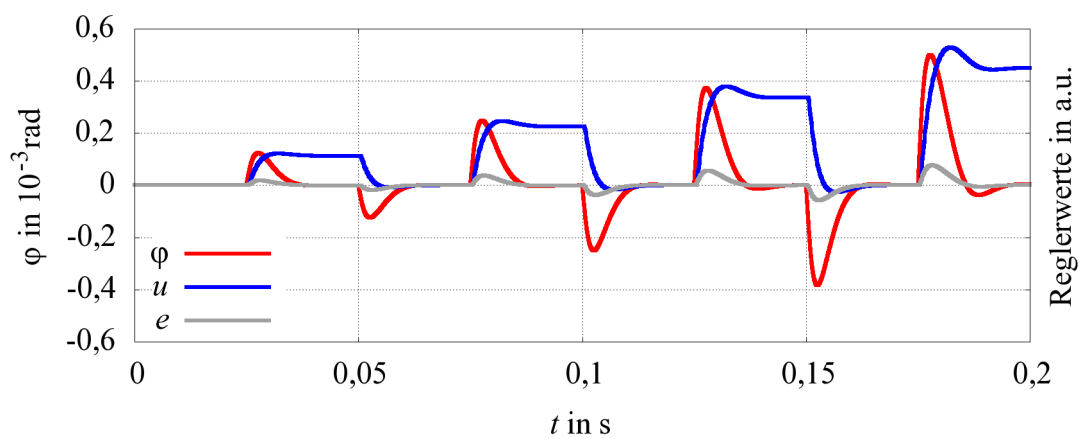
Abb. 4.20: Sprungantwort mit überlagertem, elektrischem Rauschen am Reglereingang

Abb. 4.21 zeigen, dass die offene Strecke schon bei 15 ms^{-2} deutliche Nichtlinearität aufweist. Bei einem Beschleunigungssprung in Höhe von 20 ms^{-2} verharrt der Sensor aufgrund der elektrostatischen Erweichung und des Pull-In in der Begrenzung des mechanischen Elements. In diesem Zustand verbleibt der Sensor auch nach dem Abfallen der äußeren Last. Die geregelte Strecke zeigt als Antwort auf die Sprünge ein deutliches Überschwingen. Das System regelt jedoch auch den 20 ms^{-2} -Sprung aus. Dynamisch verbessert sich das Sprungverhalten auch sehr deutlich. Das geregelte System erreicht während der Zeit des Beschleunigungssprungs den Endwert, die offene Strecke befindet sich noch in der Übergangsphase.

Im praktischen Einsatz ist das Ausgangssignal des DSP zu begrenzen. Zum einen kann der DAC nicht beliebig hohe Spannungen generieren und zum anderen müssen Sensor und Schaltung vor zu hohen Spannungen, deren kritischer Wert deutlich kleiner als die maximalen DAC-Spannungen sein können, geschützt werden. Überschreitet das Ausgangssignal der Reglergleichung die festgelegten Grenzen des geregelten Systems, z. B. durch das Anlegen einer zu hohen Last, kann der Stellwert dem Reglerausgangssignal nicht mehr folgen. Dies hat zur Folge, dass das Reglerausgangssignal fortlaufend ansteigt bzw. fällt, jedoch ohne Auswirkung auf den Stellwert bzw. die Strecke. Es findet ein Reglerüberlauf (windup) statt [Sch08b, S. 277]. Dieser Effekt kann zu einem unkontrollierten Aufschwingen führen. Die einfachste Variante ist die Berücksichtigung dieses Sättigungseffekts in der Reglergleichung selbst, um den begrenzten Wert beim nächsten Berechnungsdurchlauf zu berücksichtigen.



(a) Offene Sensorkette (bei 15 ms^{-2} wird der Pull-In-Punkt erreicht und der Sensor bleibt in der Begrenzung)



(b) Geregelter Sensor

Abb. 4.21: Sprungantwort

4.2.3 Reglerimplementierung auf dem DSP-Board

Die Implementierung des Reglers erfolgt auf einem Fließkomma-DSP⁷. Das DSP-Board lässt sich über verschiedene Schnittstellen erweitern. Die Platine für die analoge Signalaufbereitung mit dem ADC und den DAC wird auf das DSP-Board gesteckt, der Datenaustausch geschieht über zwei SPI (Serial-Peripheral-Interface).

Den wichtigsten und zeitkritischsten Programmteil stellt der Regleralgorithmus dar. Bei jedem Abtastvorgang wird die Reglergleichung Gl. (C.11) für jedes Sensorelement berechnet und jeweils ein neuer Stellwert u_k ermittelt. Der DSP bietet hierfür optimierte Recheneinheiten, die die Addier- und Multiplizierbefehle der Reglergleichung (siehe Anhang C Gl. (C.11)) sehr effizient und parallel durchführen können. Durch die Verwendung von angepassten Programmbibliotheken sind diese Optimierungen auch auf Hochsprachenebene erreichbar. Für die Implementierung der Reglergleichung (siehe Abb. 4.22) wird nur auf das Punktprodukt zweier Vektoren ($B[i]$ und $U[i]$ bzw. $A[i]$ und $Y[i]$) und auf Vektorverschiebeoperationen für $U[i]$ und $Y[i]$ zurückgegriffen. Die Matrizen A und B enthalten die Reglerkoeffizienten für jedes Sensorelement, die Matrizen U und Y werden schrittweise aufgebaut und bestehen aus den vergangenen Stellgrößen und Istwerten, die bis zum n -ten bzw. m -ten Zeitschritt aus der Vergangenheit mitgeführt werden.

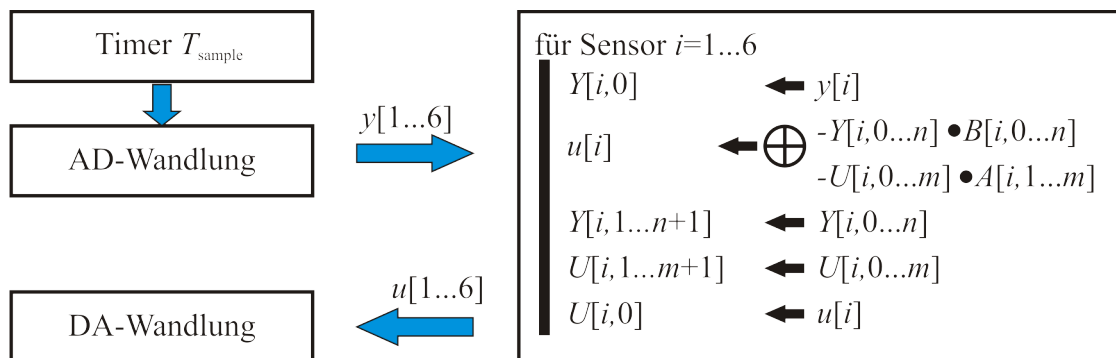


Abb. 4.22: Programmablauf der Reglerschleife im DSP

⁷ Texas Instruments TI-DSK6713

Kapitel 5

Charakterisierung und Messergebnisse

5.1 Elektrische und mechanische Charakterisierung

Die gefertigten Sensorarrays werden bezüglich ihrer mechanischen und elektrischen Parameter untersucht, dazu zählen:

- Eigenfrequenzen
- Dämpfung
- Maßhaltigkeit und
- Kapazität.

Anschließend werden die Sensorarrays in die im Abschnitt 4 vorgestellte Auswerteschaltung integriert und bezüglich der Empfindlichkeit, der Linearität sowie des Rauschverhaltens untersucht, um die im Abschnitt 2.3 dargestellten Korrekturmethode nachzuweisen.

5.1.1 Geometrische Parameter

Abb. 5.1 zeigt Ausschnitte der gefertigten Sensorarrays. Bedingt durch den Fertigungsprozess variieren einzelne Geometrieparameter. Deutlich sichtbar sind die Unterschiede bei der Technologieoptimierung und Designanpassungen. Die erste Technologie- und Designvariante mit rückseitigem, nasschemischem Ätzen (vgl. Abb. 3.1a) zeigt starke Maskenabweichungen auf der Rückseite der Sensorstrukturen (Abb. 5.2a und 5.2b), was besonders bei großen Spaltabständen sichtbar wird (Federeinspannung, Elektroden). Die technologische Prozessoptimierung im ZfM und das Einhalten gleicher Spaltabstände führt zu besseren Fertigungsergebnissen und Ausbeuten (siehe Abb. 5.2c, 5.2d). Trotz der Optimierung sind im Schnittbild Abb. 5.3a [Ric05] Abweichungen von der Idealform messbar.

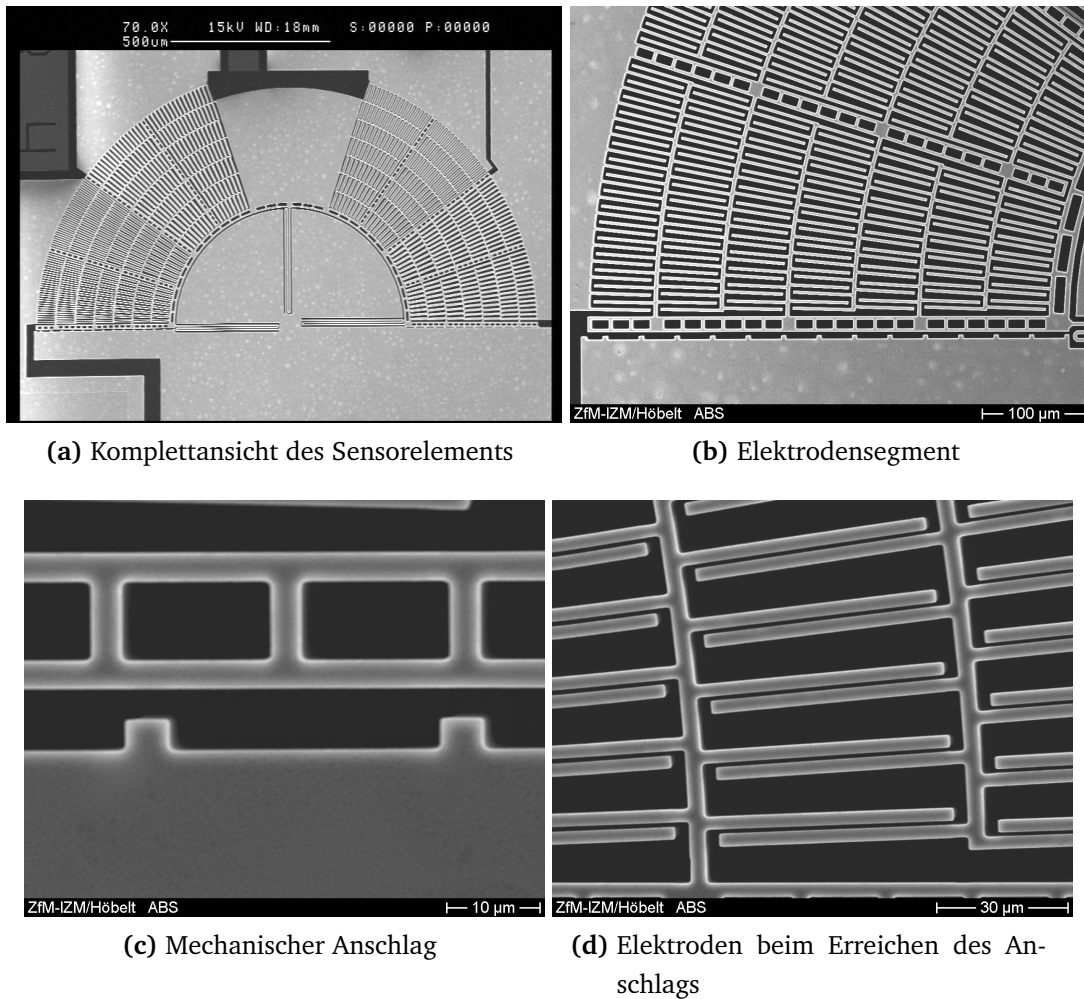


Abb. 5.1: REM-Aufnahmen von Sensorelement 4 eines Sensorarrays

Die wichtigsten geometrischen Einflussparameter für die Sensorstrukturen sind die Strukturdicke t , die Maskenunterätzung in Form der resultierenden, mittleren Federbreite b_b und die Flankenunterätzung b_α . Die Zuordnung ist aus der Abb. 5.3b ersichtlich. Diese Parameter wirken sich nicht nur auf die mechanischen, sondern auch auf die elektrischen Eigenschaften aus. Der Einfluss dieser Parameter wird durch parametrische FE-Simulationen untersucht, hierbei werden die Eigenfrequenzen der mechanischen Struktur mittels einer Modalanalyse berechnet. Aus den Abbildungen 5.4b und 5.4c ist der große Einfluss von Maskenunterätzung und Flankenwinkel auf die erste Eigenfrequenz zu erkennen. Die Maskenunterätzung und die Keiligkeit bewirken eine Veränderung der Federbreite. Die Strukturtiefe (Federhöhe) wirkt sich jedoch praktisch nicht auf die erste Eigenfrequenz aus (Abb. 5.4a). Die Variation der Federhöhe ist zugleich eine Variation der Höhe der seismischen Masse. Die Veränderung von seismischer Masse und Federsteifigkeit hebt sich bei der ersten Eigenfrequenz auf, auch unter der Berücksichtigung des Variationsbereichs von ca. 8 % der Nenntiefe. Für höhere Frequenzen verändert sich der Einfluss. Tab. 5.1 zeigt, dass höhere Schwingmoden empfindlicher auf die Änderung der Strukturtiefe reagieren.

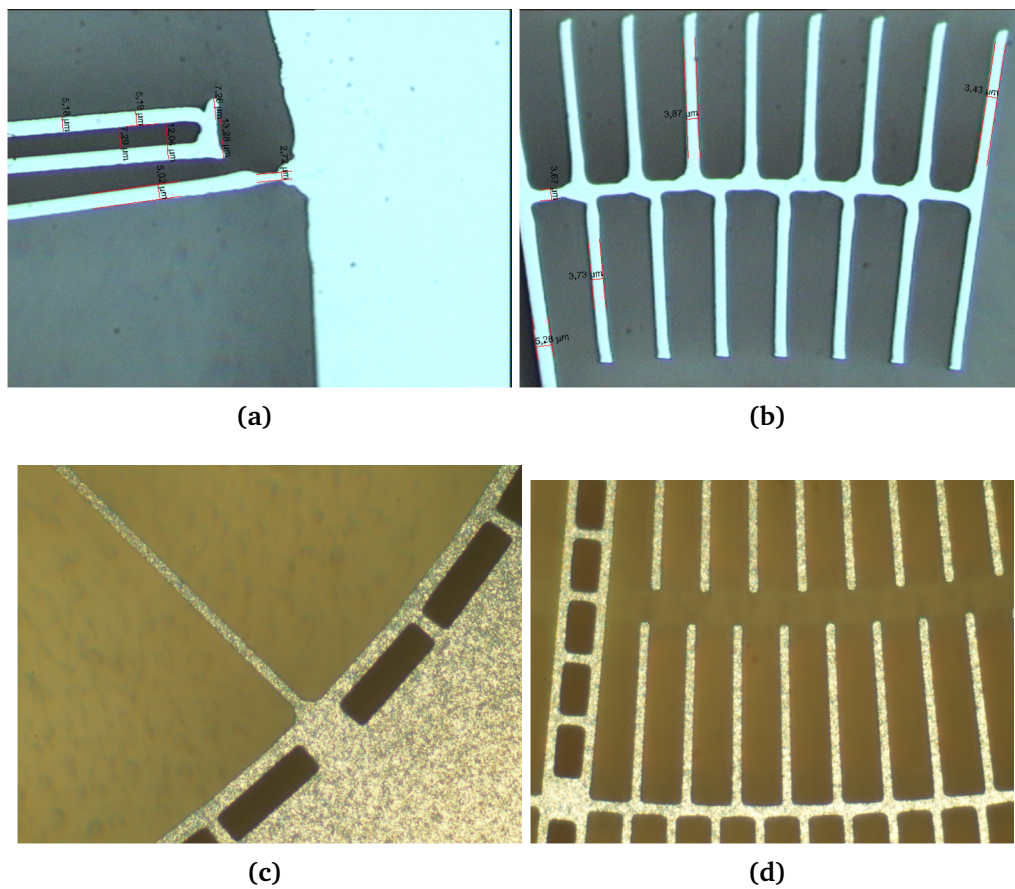
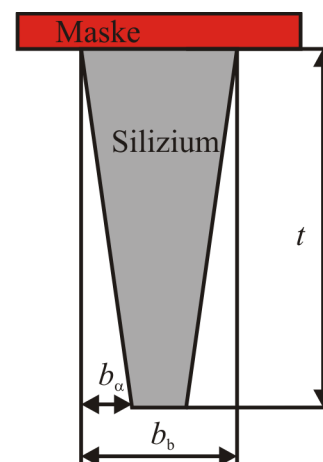


Abb. 5.2: Rückseite des aktiven Wafers mit den Sensorstrukturen,
oben: Design- und Technologievariante nach Abb. 3.1a
unten: Design- und Technologievariante nach Abb. 3.1c



(a) REM-Aufnahme einer Kammelektrode mit unkorrigierten Maßen [Ric05]



(b) Schematische Darstellung der wichtigsten Geometrieparameter

Abb. 5.3: Technologische Geometriebeeinflussung einer Kammelektrode

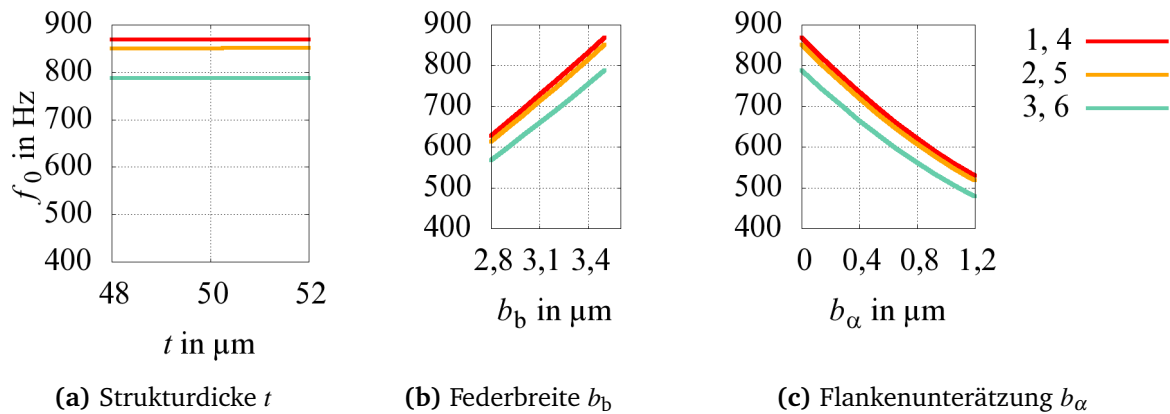


Abb. 5.4: Einfluss der geometrischen Parameter auf die ersten Eigenfrequenz der Sensorelemente (Startwerte: $b_b = 3,5 \mu\text{m}$, $b_\alpha = 0 \mu\text{m}$, $t = 50 \mu\text{m}$)

Tab. 5.1: Relative Eigenfrequenzverschiebung bei Parametervariation von Sensorelement 1 ($t = 48 \dots 52 \mu\text{m}$, $b_b = 2,8 \dots 3,5 \mu\text{m}$, $b_\alpha = 0 \dots 1,3 \mu\text{m}$)

	Ordnung der Eigenfrequenz					
	1	2	3	4	5	6
b_α	70,3 %	60,6 %	44,9 %	56,2 %	27,9 %	35,3 %
t	0,1 %	5,1 %	5,5 %	0,1 %	5 %	0,1 %
b_b	27,9 %	15,1 %	11,6 %	18,6 %	8,4 %	13,5 %

Die Geometrie hat einen großen Einfluss auf die Eigenfrequenzen. Dies ermöglicht im Umkehrschluss eine Charakterisierung der Sensorstrukturen, indem die Eigenfrequenzen gemessen und anschließend mit den Ergebnissen der parametrisierten Modalanalyse verglichen werden [SHD05]. Der Vergleich erfolgt automatisiert, indem die Daten der FE-Analyse durch Polynome gefittet werden. Durch eine Regressionsanalyse werden anschließend die Geometrieparameter ermittelt. Die Bestimmung von Eigenfrequenzen setzt eine schwingungsfähige und möglichst ungedämpfte Sensorstruktur voraus. Da die Sensorelemente jedoch ein überdämpftes Verhalten besitzen (vgl. Abschnitt 3.6.6), muss unter reduziertem Umgebungsdruck gemessen werden. Die Frequenzen werden in einer Vakuumkammer mit einem Laserdopplervibrometer aus dem Amplitudenfrequenzgang nach Abb. 5.5 bestimmt. Die Sensorstrukturen werden wahlweise mit einem Spannungssprung¹ oder mit einem weißen Rauschen zum Schwingen angeregt. Mithilfe der in [SHD05] beschriebenen Methode werden die Geometrieparameter extrahiert, die Ergebnisse für die Sensorarrays wurden in [DDM07] vorgestellt. Für die Strukturtiefe ergibt sich $t = 50 \mu\text{m}$, für die Federbreite $b_b = 3,5 \mu\text{m}$. Dies bedeutet eine Maskenunterätzung von 200 nm. Der Flankenwinkel beträgt $0,4^\circ$.

¹ Unter Ausnutzung der fallenden Flanke kann die Eigenfrequenzverschiebung durch die elektrostatische Erweichung vermieden werden.

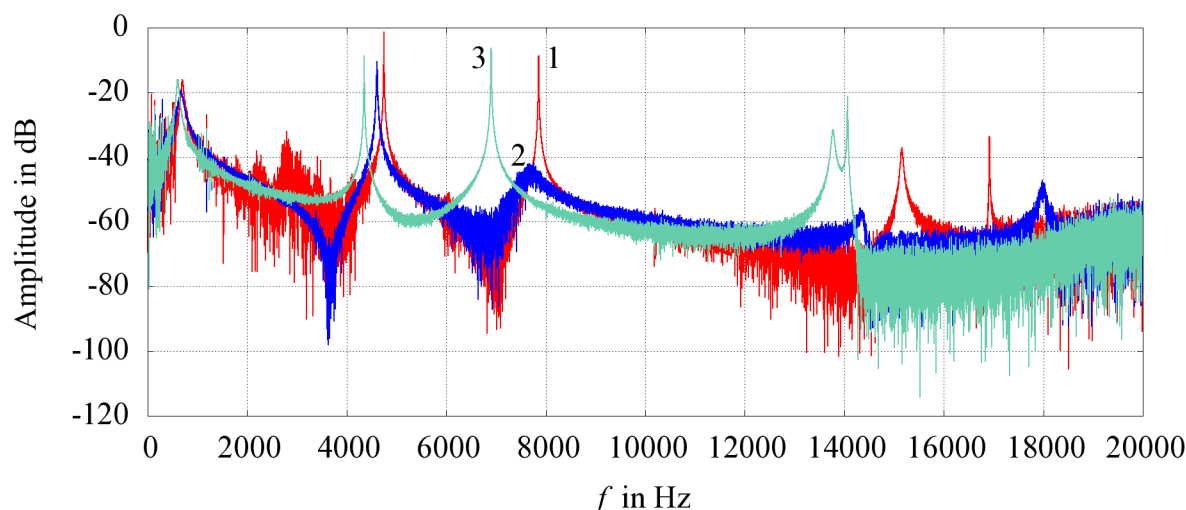


Abb. 5.5: Gemessener Amplitudenfrequenzgang von Sensorelement 1 bis 3

5.1.2 Kapazitätsbestimmung

Die Kapazitätsmessung erfolgte jeweils als Summenmessung für die zwei zusammengehörenden Elektrodensegmente. Die Kapazität beträgt 5,5 pF. Dieser Wert stimmt gut mit den Simulationsergebnissen überein, wenn Maskenunterätzung und der Einfluss des Flankenwinkels berücksichtigt werden. Die für die Schaltungssimulation relevanten parasitären Parameter sind in Tab. 5.2 zusammengefasst.

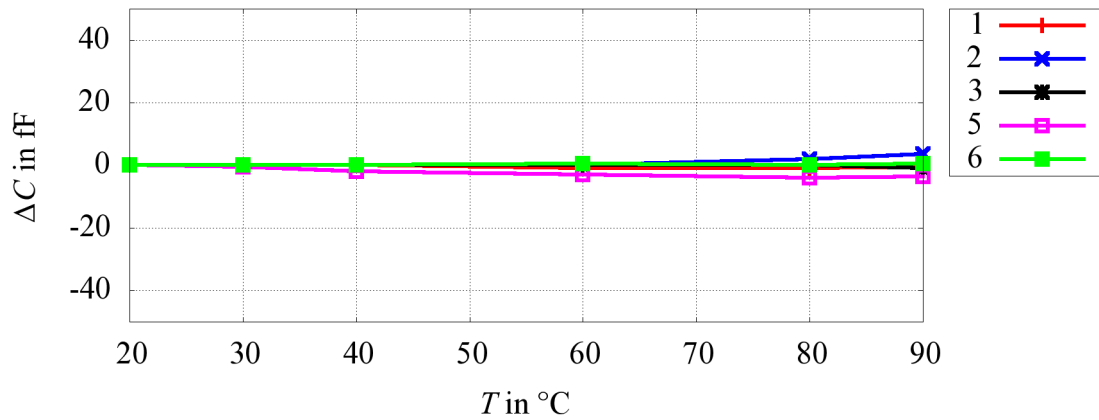
Tab. 5.2: Messung der parasitären Kapazitäten

Messpunkte	Kapazität in pF
Schirm-Elektrode	0,5-0,14
Trägerwafer-Elektrode	3,4
Trägerwafer-Mittelelektrode	16,3

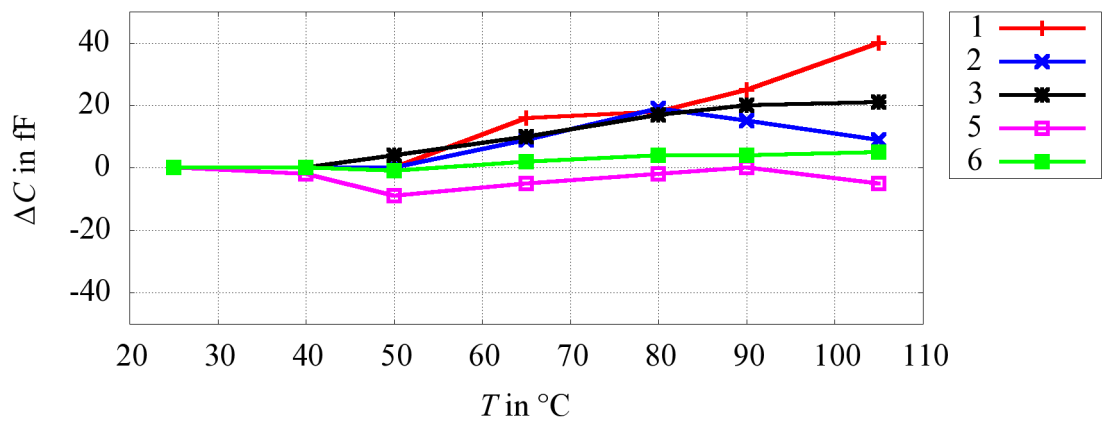
5.1.3 Temperatureinfluss

Für die Analyse des Driftverhaltens wird der Temperaturgang der Sensorarrays untersucht [Ric05]. Dafür werden sowohl die einzelnen Sensorarrays als auch die auf Trägerplatten aufgebrachten Sensorarrays bezüglich der Kapazitätsänderung in Abhängigkeit von der Chiptemperatur vermessen. Die Kapazitätsmessung mit einer Differenzialmessbrücke (Boonton 72BD) an den Chips erfolgt auf einer Probingstation in einer für die Mikroskopie geeigneten Heizkammer. Die Abb. 5.6a zeigt beispielhaft den Verlauf an einem Sensorarray. Die Schwankungen liegen unterhalb der Messgenauigkeit der Kapazitätsmessbrücke. Abb. 5.6b zeigt den großen Einfluss der Temperaturänderung auf Sensorchips, die auf Trägerplatten aufgeklebt wurden. Die Schlussfolgerung aus diesen Messungen ist, dass der Einfluss des Packagings auf das Temperaturverhalten deutlich

größer ist als beim reinen Siliziumchip. Die Einflussfaktoren sind Trägermaterial, Leiterzüge, Bonddrähte, Klebeverbindung und Lage der Klebeverbindung.



(a) Direkte Messung am Chip



(b) Chip auf Trägerplatine

Abb. 5.6: Einfluss der Temperatur auf die Kapazitätsänderung des Sensorarrays (Messdaten aus [Ric05])

5.2 Sensorarray und Auswerteschaltung

5.2.1 Empfindlichkeit

Die für die Sensorarrayauswertung aufgebaute Messschaltung ist in Abb. 5.7 dargestellt. Die differenzielle Kapazitätsauswertung für jeden Sensorkanal unterdrückt Störeinflüsse. Die Sensorelemente werden in der Schaltung symmetrisch belastet und die Auswertung aller Sensorelemente geschieht gleichzeitig. Zunächst wird die Empfindlichkeit der Messschaltung mit Referenzkapazitäten bestimmt. Die aus Abb. 5.8 ermittelte Empfindlichkeit beträgt $22,6 \text{ V pF}^{-1}$ (Simulation: $29,5 \text{ V pF}^{-1}$). Die Empfindlichkeit der Sensorarrays wird bei einer Rotation im Erdschwerefeld bestimmt. Die digi-

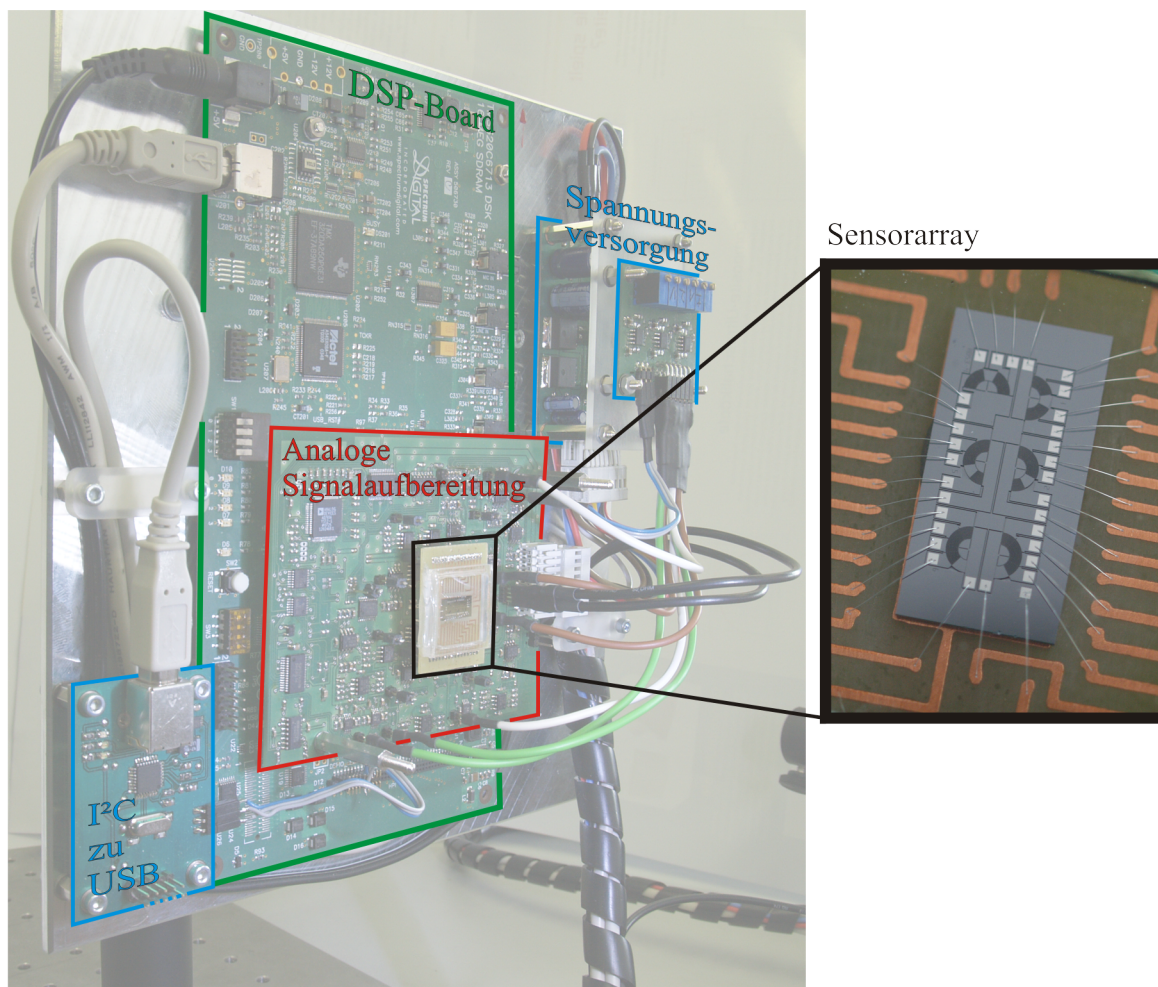


Abb. 5.7: Komplettes Sensorsystem auf dem schwingungsgedämpften Messplatz zur Empfindlichkeitsbestimmung und Rauschmessung

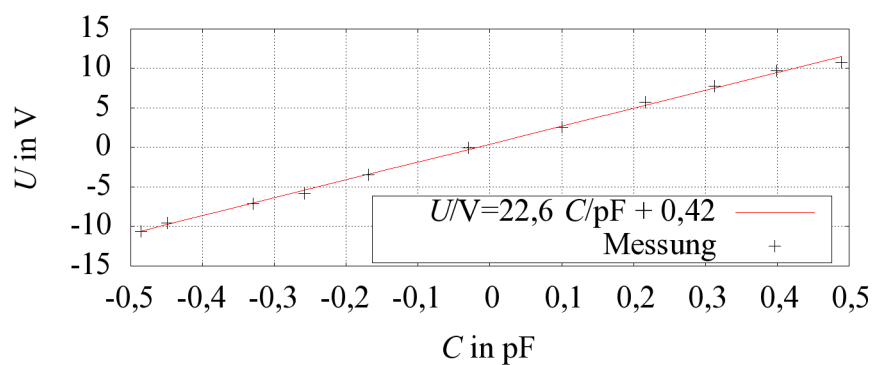


Abb. 5.8: Empfindlichkeit der Messschaltung

talisierten Messwerte für ein Sensorelement stellt die Abb. 5.9a dar, die Werte können mithilfe der Schaltungsempfindlichkeit in die Kapazitätsänderung umgerechnet werden (Abb. 5.9b). Für die Sensoren ergibt sich eine Empfindlichkeit von $1,3 \text{ pF/G}$ ($\approx 0,13 \text{ pF/(m/s}^2)$). Dieser Wert liegt höher als die berechnete Empfindlichkeit von $1,03 \text{ pF/G}$ (siehe Gl. (3.12)). Die Abweichungen liegen an den weicheren Sensorstrukturen und werden durch die nichtlineare Kapazitätsfunktion zusätzlich verstärkt.

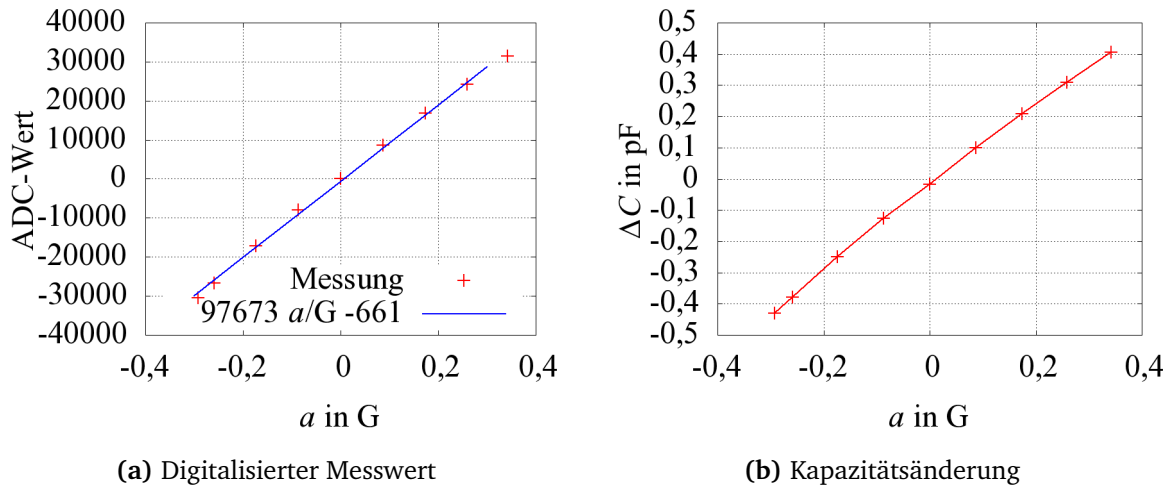


Abb. 5.9: Drehung eines Sensorelements im Erdschwerefeld (offene Signalauswertekette)

5.2.2 Linearität und Bestimmung der Achsausrichtung

Die Kalibrierung des Sensorarrays erfolgt im geregelten Zustand. Nach dem Start des Reglerprogramms auf dem DSP kann die komplette Sensoreinheit am Messplatz ausgerichtet werden. Die Sensoreinheit wird im Erdschwerefeld um 360° gedreht und einer Beschleunigung von $\pm 1 \text{ G}$ ausgesetzt. Die Messergebnisse für ein Sensorelement sind in Abb. 5.11a dargestellt, die Rotation erfolgte in positive und negative Drehrichtung. Diese Messdaten werden mit der erwarteten sinusförmigen Antwort gefittet. Diese Messung wird parallel für alle Sensorarrays durchgeführt, die Antwortsignale sind in Abb. 5.10 dargestellt. Die Linearität ist ebenso aus diesen Messdaten bestimmbar (Abb. 5.11b).

Der durchgeführte Funktionsfit mit der Sinusfunktion erlaubt die Bestimmung der Achsausrichtung α_i der Sensorelemente. Für zwei Sensorarrays sind die berechneten Messrichtungen in Tab. 5.3 aufgelistet. Die Abweichungen gegenüber den Simulationsergebnissen sind auf die Unterstützung an der seismischen Masse und den Elektroden zurückzuführen.

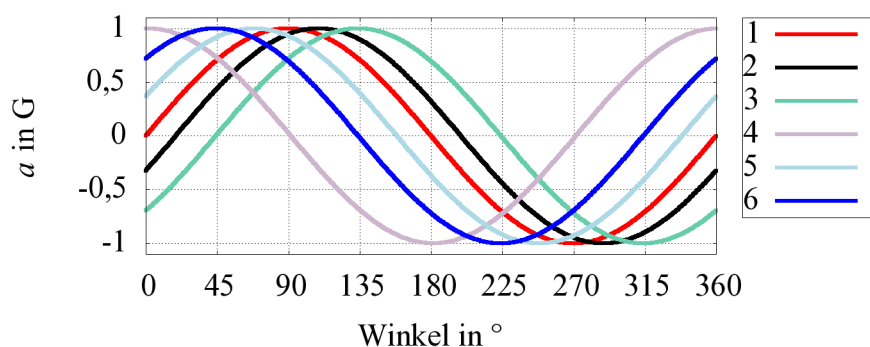
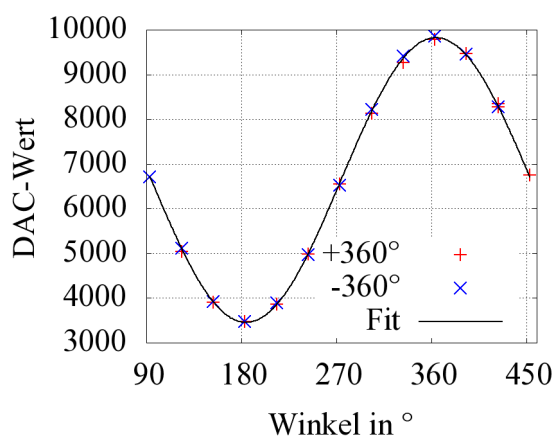
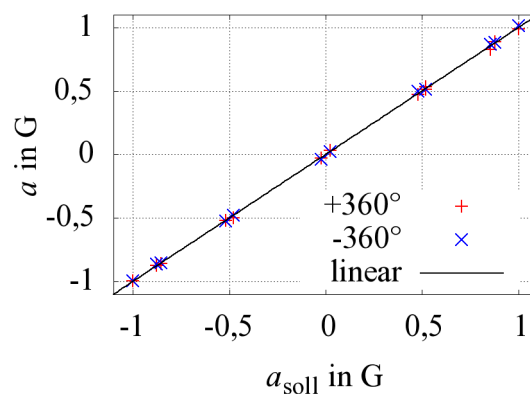


Abb. 5.10: Normierte Sensorsignale der sechs Sensorelemente bei Rotation im Erdschwerefeld



(a) Ausgabewert des DAC ($\propto U_B$)



(b) Linearitätsmessung

Abb. 5.11: Messwerte des Sensorsystems im geregelten Betrieb bei einer Rotation im Erdschwerefeld

Tab. 5.3: Bestimmung der Messrichtungen

	Sensorelement					
	1	2	3	4	5	6
Sollwinkel (siehe Tab. 3.3)	0°	−18°	−48°	90°	18°	48°
Sensorarray Nr. 12	0°	−19,6°	−45,1°	89,2°	21,5°	46,0°
Sensorarray Nr. 15	0°	−18,8°	−44,2°	88,5°	21,6°	46,0°

5.2.3 Dämpfung

Die Dämpfung der Sensorelemente wird durch den Abgleich der Systemsimulation mit Messergebnissen bestimmt. Im Abschnitt 3.6.6 erfolgt die näherungsweise Bestimmung der Dämpfung. Mit den vorliegenden Messergebnissen aus der Sprungantwort in Abb. 5.12a wird das Dämpfungsmaß zu $\xi = 11$ ermittelt (siehe Abb. 5.12b).

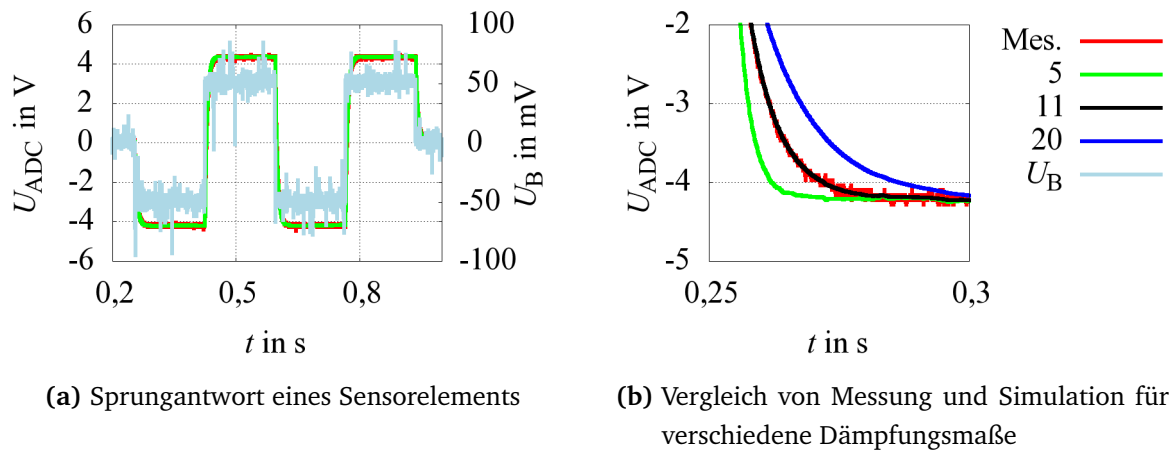


Abb. 5.12: Simulierte und gemessene Sprungantwort (U_{ADC} : Spannung am Ausgang der analogen Signalverarbeitung (ADC-Eingang), U_{B} : Spannung an der Mittelelektrode des Sensorelements)

5.2.4 Rauschen

Für die Analyse des Rauschens wird die Sensorplattform auf einem schwingungsgedämpften Tisch eben ausgerichtet. Das DAC-Signal jedes Sensorelements wird mit einer Samplerate von 10 kHz über eine Messzeit von 1800 s aufgezeichnet. Aus den Signalen werden mittels Gl. (2.49) die korrigierten Signale berechnet. Die Spektren der beiden korrigierten Signale und des Originalsignals von zwei Sensorelementen sind in Abb. 5.13 dargestellt. Aus dem Zeitsignal werden die Effektivwerte des Rauschens ermittelt. In Tab. 5.4 werden die Verbesserungen hinsichtlich des Rauschen nachgewiesen. Auch der Rauschpegel im Frequenzspektrum liegt für die korrigierten Signale unterhalb der Ausgangssignale. Die mit Gl. (2.49) durchgeführte Wichtung bzw. Mittelung der Messwerte führt zu der erwarteten richtungsabhängigen Verbesserung.

Tab. 5.4: Vergleich der gemessenen Effektivwerte des Rauschsignals

	Sensorelement 1 (X)	Sensorelement 4 (Y)	korr. X	korr. Y
Effektivwert des Rauschens in mV	33	51	26	30

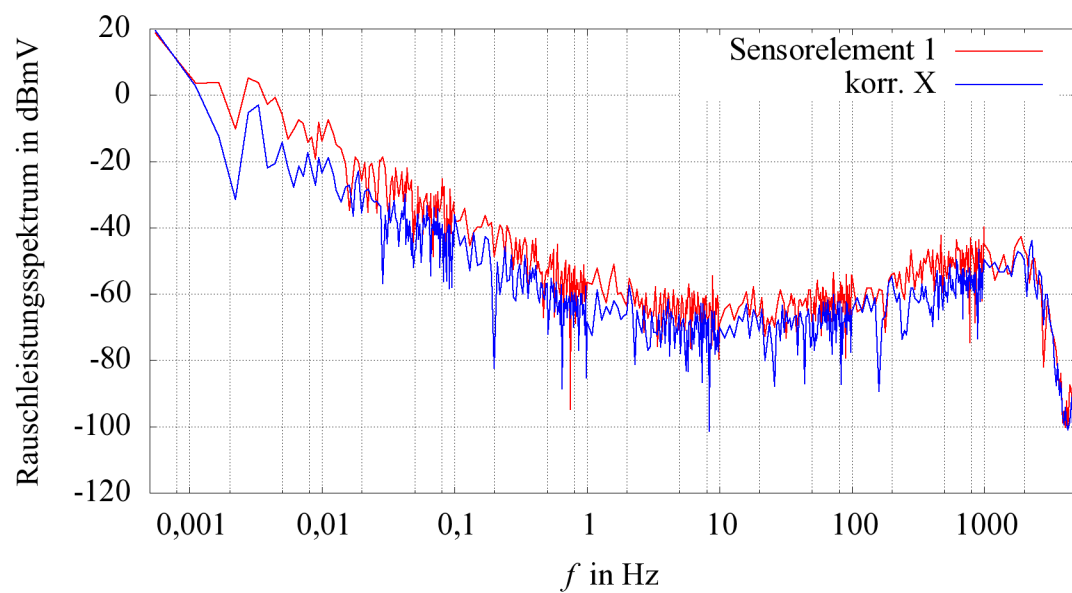


Abb. 5.13: Vergleich der Rauschleistung im geregelten System, Ausgangssignale von zwei Sensorelementen und korrigierte Signale

Kapitel 6

Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit beschreibt die Analyse und Entwicklung eines mikromechanischen Beschleunigungssensorarrays, in dem auf einem Chip sechs Beschleunigungssensoren mit unterschiedlichen Messrichtungen angeordnet sind. Das Array wird in einem IMS zur Messung der Beschleunigung in zwei ebenen Raumachsen eingesetzt. Durch zweimalige Integration der Beschleunigungs-Messwerte über die Zeit kann der zurückgelegte Weg bzw. die Position der bewegten Messeinheit ermittelt werden. Dieser Anwendungsfall stellt an das Sensorarray spezielle Genauigkeitsanforderungen bezüglich Drift und Rauschen.

Die spezielle Anordnung von sechs Beschleunigungssensoren bewirkt bei einer Messung von Beschleunigungen in der Ebene eine Informationsredundanz, die dazu genutzt werden kann, Messabweichungen infolge nichtidealen Sensorverhaltens zu verringern bzw. zu kompensieren. In der Arbeit wird sowohl der Einfluss des Rauschens auf den Offset als auch auf die Verstärkung in der Signalaufbereitung hergeleitet. Es wird gezeigt, dass Messabweichungen gezielt richtungsabhängig reduziert werden. Für den Entwurf des Sensorarrays werden zunächst die verschiedenen MEMS-Technologien und Sensorgrundstrukturen verglichen und Schlussfolgerungen für die optimale Integration und das Design von Sensoren mit beliebigen Messrichtungen in der Messebene abgeleitet. Das entwickelte Array besteht aus sechs Sensorelementen mit dem gleichen Feder-und Ringsegment. Das Feder-und Ringsegment ist symmetrisch zur Siliziumkristallorientierung ausgerichtet. Die Messrichtung der Sensoren wird nur durch die Positionierung der seismischen Masse bestimmt, die gewählten Messrichtungen der Sensoren sind 0° , 90° , $\pm 20^\circ$ und $\pm 50^\circ$. Sie führen zu einer richtungsabhängigen Signalverbesserung in X-Richtung (0°).

Das Sensorarray ist in der BDRIE-Technologie gefertigt. Diese Technologie ermöglicht Sensorstrukturen mit geringen Grabenbreiten und sehr hohem Aspektverhältnis. Dies führt zu einer sehr geringen Querempfindlichkeit der Sensoren. Mit den geringen Grabenbreiten lassen sich Kammstrukturen mit sehr kleinen Spaltabständen realisieren, wodurch die kapazitive Auslenkungsdetektion sehr empfindlich wird. Die messtechnische Charakterisierung der Sensoren dokumentiert mit $1,3 \text{ pF/G}$ die hohe Empfindlich-

keit der Sensorelemente.

Für die Auslenkungsdetektion wird eine Trägerfrequenzauswerteschaltung entwickelt, um alle Sensorelemente des Arrays synchron auszuwerten. Die Auswerteschaltung wird durch einen DSP ergänzt, dieser dient zur Datenauswertung und zur Regelung. Es wird gezeigt, dass der geregelte Betrieb die Nichtlinearität der kapazitiven Auswertung reduziert, das Pull-In der Strukturen unterbindet und den Messbereich erweitert. Das Ziel weiterer Arbeiten ist eine Optimierung der Dynamik unter Beibehaltung der erzielten Vorteile. Weitere Ziele sind die Integration und Optimierung der Signalaufbereitung, die Reduzierung des Rauschpegels der analogen Signalaufbereitung von Einzelsensoren und die Verringerung der Baugröße.

Anhang A

Beschleunigungsanteile

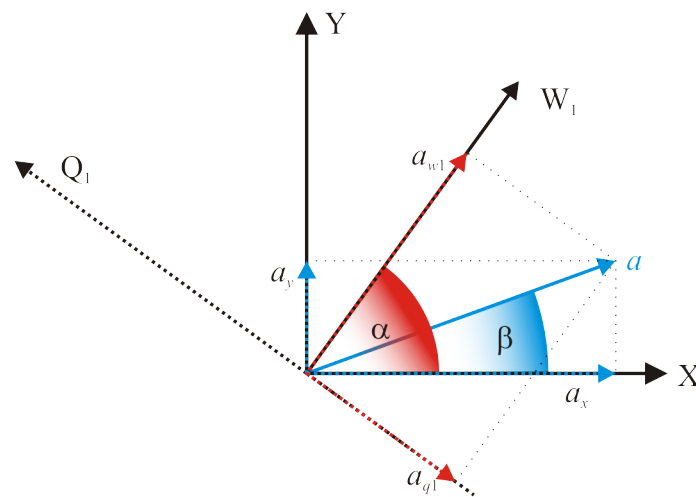


Abb. A.1: definiertes Koordinatensystem

Das Beschleunigungskordinatensystem besteht aus den im rechten Winkel angeordneten Beschleunigungssensoren im Grundkoordinatensystem. Hinzugefügt werden weitere Sensoren, die unter dem Winkel α angeordnet sind. Die Beschleunigung $\vec{a} = \begin{pmatrix} a_x \\ a_y \end{pmatrix}$ liegt in einem Winkel β im Grundkoordinatensystem.

A.1 Anteile im Grundkoordinatensystem

Durch Zerlegung der Beschleunigungen im Grundkoordinatensystem in X- und Y-Richtung ergeben sich die folgenden Komponenten:

$$a_x = a \cos(\beta) \quad \text{und} \quad (A.1)$$

$$a_y = a \sin(\beta). \quad (A.2)$$

A.2 Anteile in den zusätzlichen Beschleunigungssensoren

Für einen weiteren Sensor, der unter dem Winkel α angeordnet ist, erfolgt die Zerlegung des Beschleunigungsvektors in die Komponenten w_1 und die Querempfindlichkeit q_1 .

$$a_{w1} = a \cos(\alpha - \beta) = a(\cos(\alpha) \cos(\beta) + \sin(\alpha) \sin(\beta)) \quad (\text{A.3})$$

$$a_{q1} = a \sin(\alpha - \beta) = a(\sin(\alpha) \cos(\beta) - \cos(\alpha) \sin(\beta)) \quad (\text{A.4})$$

Das Einsetzen und Vereinfachen der Gln. (A.1) und (A.2) in die Gln. (A.3) und (A.4), ergibt:

$$a_{w1} = a_x \cos(\alpha) + a_y \sin(\alpha) \quad (\text{A.5})$$

$$a_{q1} = a_x \sin(\alpha) - a_y \cos(\alpha). \quad (\text{A.6})$$

Anhang B

Plattenkondensator im rotatorischen System

In Abbildung B.1 ist ein Ausschnitt aus einem Kammelektrodensegment dargestellt. Für die Ermittlung der Kapazität in einem rotatorischen System lässt sich die Beziehung für die Kapazität herleiten [Meh99, S. 128]

$$C_{\text{rot}}(\varphi) = \frac{\varepsilon t}{\varphi} \ln \left(\frac{r_a}{r_i} \right). \quad (\text{B.1})$$

Für die Betrachtung der Kammelektroden sind die Radien r_i und r_a jedoch abhängig

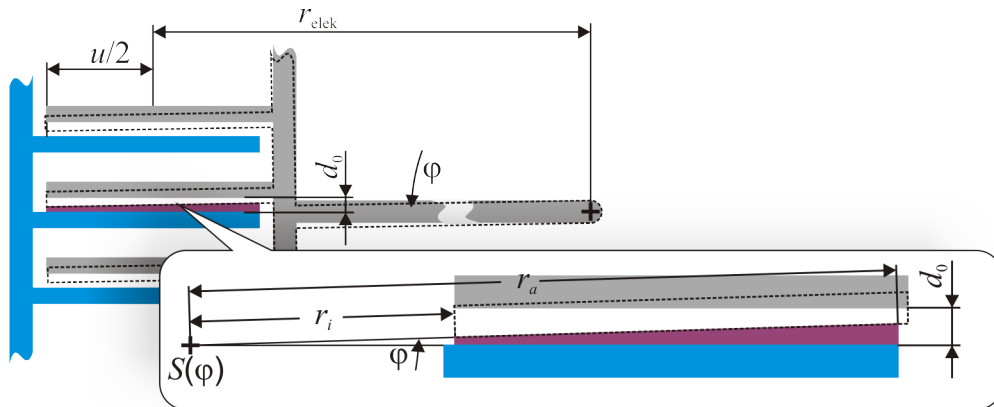


Abb. B.1: Kammelektrodenanordnung in Abhängigkeit vom Stellwinkel φ

von der Auslenkung φ :

$$r_i = \frac{d_0}{\sin(\varphi)} - \left(r_{\text{elek}} + \frac{u}{2} \right) \approx \frac{d_0}{\varphi} - \left(r_{\text{elek}} + \frac{u}{2} \right) \quad (\text{B.2})$$

$$r_a = \frac{d_0}{\sin(\varphi)} - \left(r_{\text{elek}} - \frac{u}{2} \right) \approx \frac{d_0}{\varphi} - \left(r_{\text{elek}} - \frac{u}{2} \right). \quad (\text{B.3})$$

In Abbildung B.2a sind zum Vergleich die Kapazitätverläufe für einen translatorischen Plattenkondensator

$$C_{\text{tran}}(x) = \varepsilon_0 \frac{u t}{d_0 - x} \quad (\text{B.4})$$

und den rotatorischen Fall dargestellt. Erst bei großen Auslenkungen sind die Differenzen zu erkennen, die relative Abweichung ist bis $\pm 1 \mu\text{m}$ Auslenkung deutlich unter 1 % bei verschiedenen Abständen r_{elek} der Elektroden vom Drehzentrum (Abb. B.2b). Zur Vereinfachung bei der Berechnung der Kapazitätsfunktion kann somit auf die einfachere Funktion $C_{\text{tran}}(x)$ zurückgegriffen werden. Bei großen Radien r_{elek} überwiegt die translatorische Bewegung gegenüber der Rotation der beweglichen Elektrode.

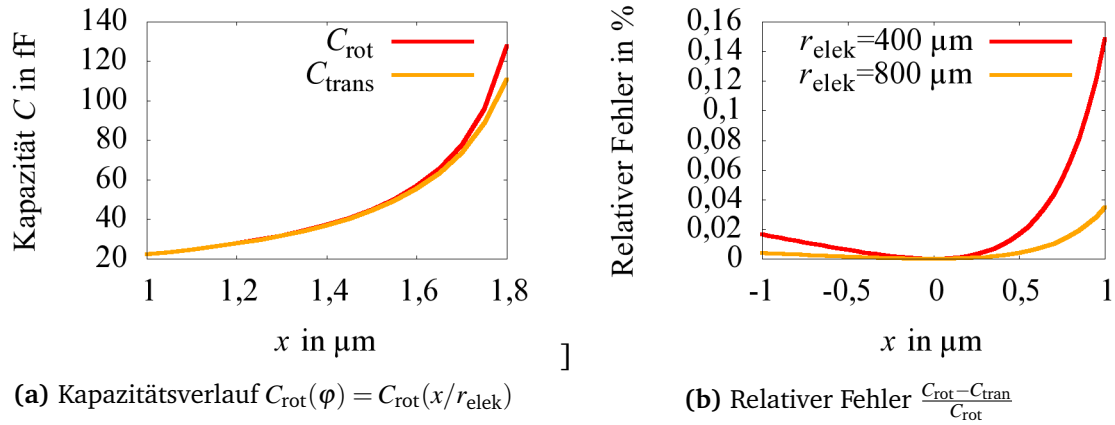


Abb. B.2: Vergleich der Kapazitätsfunktionen für den translatorischen und rotatorischen Fall ($d_0 = 2 \mu\text{m}$, $u = t = 50 \mu\text{m}$)

Anhang C

\mathcal{Z} -Transformation und Reglergleichung

Auf digitalen System wird mit zeit- und amplitudendiskreten Werten gerechnet. Der vom AD-Wandler gelieferte Datenstrom liefert bis zum Zeitpunkt $t = k T_{\text{sample}}$ ($k \in \mathbb{N}$) die Zahlenfolge $\{y_k, y_{k-1}, y_{k-2}, \dots\}$ diese entsteht, indem das Analogsignal mit einer konstanten Abtastrate ($f_{\text{sample}} = 1/T_{\text{sample}}$) vom AD-Wandler quantisiert wird. Die Zahlenfolge lässt sich im Zeitbereich als getastete Funktion mittels des Dirac-Impulses ($\delta(t)$) darstellen:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} y_k \delta(t - k T_{\text{sample}}). \quad (\text{C.1})$$

Von dieser Funktion lässt sich die Laplacetransformierte

$$Y(p) = \mathcal{L}\{y(t)\} = \sum_{k=0}^{\infty} y_k e^{-k T_{\text{sample}} p} \quad (\text{C.2})$$

angeben, eine weitere Zusammenfassung und der Übergang zur \mathcal{Z} -Transformation erfolgt mit

$$e^{p T_{\text{sample}}} = z. \quad (\text{C.3})$$

Die \mathcal{Z} -Transformierte ergibt sich zu

$$Y_z = Y(z) = \mathcal{Z}\{y(t)\} = \sum_{k=0}^{\infty} y_k z^{-k}. \quad (\text{C.4})$$

Für die Ausgangsfunktion $U(z)$ des Reglers folgt analog

$$U_z = U(z) = \mathcal{Z}\{u(t)\} = \sum_{k=0}^{\infty} u_k z^{-k}. \quad (\text{C.5})$$

Die Ausgangsfolge ergibt sich durch die Reglerübertragungsfunktion ¹ (mit $W(z)=0$)

$$U_z = G_R(z) E_z = G_R(z) (-Y_z). \quad (\text{C.6})$$

¹ Die Bezeichnung von Y , E , W und U richtet sich nach Abb. 4.14 auf Seite 86. Sie entsprechen den transformierten Signalen im \mathcal{Z} -Bereich der angegebenen Zeitsignale.

Das Einsetzen der Reglergleichung

$$G_R(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_n z^{-n}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_m z^{-m}} z^{-d} = \frac{B(z)}{A(z)} z^{-d}. \quad (\text{C.7})$$

in Gl. (C.6) und das anschließende Umformen liefert

$$U_z A(z) = B(z) z^{-d} E_z \quad (\text{C.8})$$

$$U_z a_0 + U_z a_1 z^{-1} + \dots + U_z a_m z^{-m} = E_z b_0 z^{-d} + E_z b_1 z^{-1-d} + \dots + E_z b_n z^{-n-d}, \quad (\text{C.9})$$

Die Rücktransformation in den Zeitbereich erfolgt mithilfe des Verschiebesatzes [Ben95, S. 13]

$$u_k a_0 + u_{k-1} a_1 + \dots + u_{k-m} a_m = e_{k-d} b_0 + e_{k-1-d} b_1 + \dots + e_{k-n-d} b_n. \quad (\text{C.10})$$

Stellt man diese Gleichung nach u_k um und setzt $a_0 = 1$ erhält man die sehr einfache Implementierungsvorschrift der Reglergleichung für den DSP:

$$u_k = e_{k-d} b_0 + e_{k-1-d} b_1 + \dots + e_{k-n-d} b_n - u_{k-1} a_1 - \dots - u_{k-m} a_m. \quad (\text{C.11})$$

Ist die Übertragungsfunktion im \mathcal{Z} -Bereich eines gegebenen System im Laplace-Bereich gesucht, wird in [Ben95, S. 75] folgendes Vorgehen vorgeschlagen. Zunächst wird die Sprungantwort (Übergangsfunktion) ermittelt:

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{p} G(p) \right\}. \quad (\text{C.12})$$

Diese Funktion kann analog zu den Gln. (C.2), (C.4) und (C.5) abgetastet und transformiert werden. Hierbei muss jedoch noch eine Ergänzung getroffen werden: Im technischen System liegt der abgetastete Wert nicht nur zum Abtastzeitpunkt $k T_{\text{sample}}$ vor, sondern wird in einem Speicher gehalten, statt der Abtastfunktion ergibt sich eine Treppenfunktion. Die Übertragungsfunktion

$$\begin{aligned} G(z) &= \left(1 - \frac{1}{z}\right) \mathcal{Z} \{h(t)\} \\ &= \left(1 - \frac{1}{z}\right) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{p} G(p) \right\} \right\} \\ &= \left(1 - \frac{1}{z}\right) G^*(z) \end{aligned} \quad (\text{C.13})$$

stellt die aufwändige Lösung des Problems dar. Eine Näherungslösung für die direkte Transformation vom Laplace in den \mathcal{Z} -Bereich erfolgt mittels der Bilinear-Transformation [Ben95, S. 144]

$$p \rightarrow \frac{2}{T_{\text{sample}}} \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{C.14})$$

und somit näherungsweise

$$\frac{1}{p}G(p) \xrightarrow{p \rightarrow \frac{2}{T_{\text{sample}}} \frac{z-1}{z+1}} \circ \text{---} \bullet \quad G^*(z). \quad (\text{C.15})$$

Die Rücktransformation in den Laplace-Bereich erfolgt, indem z ersetzt wird:

$$z \rightarrow e^{pT_{\text{sample}}}. \quad (\text{C.16})$$

Literaturverzeichnis

- [Adu00] ADUNKA, Franz: *Meßunsicherheiten - Theorie und Praxis*. 2. Vulkan-Verlag Essen, 2000
- [Ana] ANALOG DEVICES: *Analog Devices AD8066 High Performance, 145 MHz FastFET Op Amps*, <http://www.analog.com/en/amplifiers-and-comparators/operational-amplifiers-op-amps/ad8066/products/product.html>
- [ASS94] ATKINSON, J.K.; SION, R.P. ; SIZELAND, E.: The characterization and compensation through sensor array signal processing techniques of drift and low frequency noise in thick-film semiconductor sensors. In: *Sens Actuators A Phys* 42 (1994), Nr. 1-3, S. 607–611. – ISSN 09244247 (ISSN)
- [BA08] BARTELS, Oliver; AHLERS, Ernst: Wandelbare Funker. In: *c't magazin für computer technik* 23 (2008), S. 180–185
- [Bac92] BACHMANN, Wolfgang; WOLFGANG SCHNEIDER, Hrsg. von (Hrsg.): *Signalanalyse: Grundlagen und mathematische Verfahren*. Vieweg-Verlag, 1992
- [Bal08] BALDAUF, Marc: *Regelung von Beschleunigungssensoren mittels DSP*, Technische Universität Chemnitz, Studienarbeit, 2008
- [Bax97] BAXTER, Larry K.; ANDERSON, John B. (Hrsg.): *Capactive Sensors*. IEEE Industrial Electronics Society, 1997
- [BBKW05] BENZ, D.; BOTZELMANN, T.; KÜCK, H. ; WARKENTIN, D.: On low cost inclination sensors made from selectively metallized polymer. In: *Sensors and Actuators A* 123-124 (2005), S. 18–22. – ISSN 09244247 (ISSN)
- [Ben95] BENING, Fritz: *Z-Transformation für Ingenieure*. B.G. Teubner Stuttgart, 1995
- [BGK⁺02] BILLAT, S.; GLOSCH, H.; KUNZE, M.; HEDRICH, F.; FRECH, J.; AUBER, J.; SANDMAIER, H.; WIMMER, W. ; LANG, W.: Micromachined inclinometer with high sensitivity and very good stability. In: *Sensors and Actuators A* 97-98 (2002), S. 125–130

- [Böh96] BÖHM, Thomas: *Geregelte Ansteuerung von mikromechanischen Aktoren zur Laserablenkung mit digitalem Signalprozessor*, Technische Universität Chemnitz, Diplomarbeit, 1996
- [BHM98] BUSTILLO, J.M.; HOWE, R.T. ; MULLER, R.S.: Surface micromachining for microelectromechanical systems. In: *Proc. IEEE* 86 (1998), Nr. 8, S. 1552–1573. – ISSN 00189219 (ISSN)
- [BKKG02] BERTZ, A.; KÜCHLER, M.; KNÖFLER, R. ; GESSNER, T.: A novel high aspect ratio technology for MEMS fabrication using standard silicon wafers. In: *Sens Actuators A Phys* 97-98 (2002), S. 691–701. – ISSN 09244247 (ISSN)
- [Blu06] BLUTH, Jonas: *Modellierung und Realisierung eines digitalen Trägerfrequenzmesssystems zur Messung von kapazitiven Sensoren im Umfeld einer Ultrapräzisionsdrehmaschine*, Universität Kaiserslautern, Diss., 2006
- [BS97] BRONSTEIN, I.N.; SEMENDJAJEW, K.A.: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 1997
- [Büt91] BÜTTNER, Winfried: *Digitale Regelungssysteme*. 2. Auflage. Vieweg, 1991
- [CA08] CARDOU, P.; ANGELES, J.: Estimating the angular velocity of a rigid body moving in the plane from tangential and centripetal acceleration measurements. In: *Multibody Syst Dyn* 19 (2008), Nr. 4, S. 383–406. – ISSN 13845640 (ISSN)
- [CLZ⁺96] CHAU, K.H.-L.; LEWIS, S.R.; ZHAO, Y.; HOWE, R.T.; BART, S.F. ; MARCHESELLI, R.G.: An integrated force-balanced capacitive accelerometer for low-g applications. In: *Sensors and Actuators A* 54 (1996), Nr. 1-3, S. 472–476. – ISSN 09244247 (ISSN)
- [CPR08] CAPPA, P.; PATANÈ, F. ; ROSSI, S.: Two calibration procedures for a gyroscope-free inertial measurement system based on a double-pendulum apparatus. In: *Meas. Sci. Technol.* 19 (2008), Nr. 5, S. –. – ISSN 09570233 (ISSN)
- [Daß02] DASSLER, Holger: *Mikromechanisch realisierte PVDF-Ultraschallwandler-Arrays für Anwendungen in Flüssigkeiten*, Technische Universität Chemnitz, Diss., 2002
- [DBD05] DIENEL, Marco; BILLEP, Detlef ; DÖTZEL, Wolfram: Development of a drift compensated acceleration sensor array. In: *50. Internationales wissenschaftliches Kolloquium 19.-23.9.2005*, 2005
- [DDM07] DIENEL, Marco; DÖTZEL, Wolfram ; MEHNER, Jan: Zerstörungsfreie Geometrieparameterbestimmung an einem Beschleunigungssensorarray. In:

- MikroSystemTechnik Kongress Dresden, 15.-17.10.2007, 2007.* – ISBN 978–3–8007–3061–2, S. 885–888
- [DHGD07] DIENEL, Marco; HILLER, Karla; GESSNER, Thomas ; DÖTZEL, Wolfram: Simulation and Measurement of Acceleration Sensor Arrays. In: *Smart Systems Integration, Paris, 27.-28.3.2007, 2007*
- [Die02] DIENEL, Marco: *Kombination von Gyroskopen und Beschleunigungssensoren für eine Objektverfolgung*, Technische Universität Chemnitz, Diplomarbeit, 2002
- [DLW⁺02] DONG, J.; LI, X.; WANG, Y.; LU, D. ; AHAT, S.: Silicon micromachined high-shock accelerometers with a curved-surface-application structure for over-range stop protection and free-mode-resonance depression. In: *J Micro-mech Microengineering* 12 (2002), Nr. 6, S. 742–746. – ISSN 09601317 (ISSN)
- [Ehr94] EHRLICH, Wolfgang: Zeitbereichsentwurf für GMAC. In: *Automatisierungstechnik* 42 (1994), S. 366–370
- [Elo09] ELOY, Jean C.: MEMSentry / Yole Development SA. 2009 (38). – Newsletter
- [Frü05a] FRÜHAUF, Joachim: *Shape and Functional Elements of the Bulk Silicon Microtechnique*. Springer Berlin Heidelberg, 2005
- [Frü05b] FRÜHAUF, Joachim: *Werkstoffe der Mikrotechnik*. Fachbuchverlag Leipzig, 2005
- [FSH⁺08] FORKE, R.; SCHEIBNER, D.; HILLER, K.; GESSNER, T.; DÖTZEL, W. ; MEHNER, J.: Fabrication and characterization of a force coupled sensor-actuator system for adjustable resonant low frequency vibration detection. In: *Sens Actuators A Phys* 145-146 (2008), Nr. 1-2, S. 245–256. – ISSN 09244247 (ISSN)
- [FSM⁺08] FORKE, R.; SCHEIBNER, D.; MEHNER, J.E.; GESSNER, T. ; DÖTZEL, W.: Electrostatic force coupling of MEMS oscillators for spectral vibration measurements. In: *Sens Actuators A Phys* 142 (2008), Nr. 1, S. 276–283. – ISSN 09244247 (ISSN)
- [Gab93] GABRIELSON, Thomas B.: Mechanical-Thermal Noise in Micromachined Acoustic and Vibration Sensors. In: *IEEE Transactions on Electron Devices* Vol. 40, No. 5 (1993), S. 903–909
- [GD06] GERLACH, Gerald; DÖTZEL, Wolfram: *Einführung in die Mikrosystemtechnik*. Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, 2006

- [Gei04] GEITNER, Hubert: Inertialsensor für kleine Beschleunigungen. In: *Automotive Electronics and Systems* März/April 2004 (2004), S. 30–35
- [GPS01] GANNON, J.; PHAM, H. ; SPELLER, K.: A robust low noise MEMS servo accelerometer. In: *Emerging Technologies Update* Bd. 416. Houston, TX, 2001. – ISSN 10540032 (ISSN), S. 257–265
- [Hag03] HAGEDORN, Peter: *Technische Mechanik Band 3 Dynamik*. Wissenschaftlicher Verlag Harri Deutsch GmbH, 2003
- [Hai05] HAID, Markus: Maus mit Trägheitsnavigation. In: *Elektronik* 13 (2005), S. 38
- [HAMW02] HANDTMANN, Martin; AIGNER, Robert; MECKES, Andreas ; WACHUTKA, Gerhard K.: Sensitivity enhancement of MEMS inertial sensors using negative springs and active control. In: *Sensors and Actuators A* 97-98 (2002), S. 153–160
- [Han04] HANDTMANN, Martin: *Dynamische Regelung mikroelektromechanischer Systeme (MEMS) mit Hilfe kapazitiver Signalwandlung und Kraftrückkopplung*, Technische Universität München, Diss., 2004
- [HE77] HARRISON, James V.; ELIEZER, Gai G.: Evaluating Sensor Orientations for Navigation Performance and Failure Detection. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* AES-13, Issue: 6 (1977), S. 631–643
- [Hil04] HILLER, Karla: *Technologieentwicklung für kapazitive Sensoren mit bewegten Komponenten*, Technische Universität Chemnitz, Habilitation, 2004
- [Hin98] HINÜBER, E. von: Beschleunigung. In: *Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik* (1998), S. 99–110
- [Hin02] HINÜBER, E. von: Inertiale Messsysteme mit faseroptischen Kreisel für Fahrdynamik und Topologiedatenerfassung. In: *ATZ Automobiltechnische Zeitschrift* 104 (2002), Nr. 6, S. 584–591. – ISSN 00012785 (ISSN)
- [HK02] HOULIHAN, R.; KRAFT, M.: Modelling of an accelerometer based on a levitated proof mass. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 12 (2002) (2002), S. 495–503
- [HKB⁺05] HILLER, K.; KÜCHLER, M.; BILLEP, D.; SCHRÖTER, B.; DIENEL, M.; SCHEIBNER, D. ; GESSNER, T.: Bonding and Deep RIE - A powerful combination for high aspect ratio sensors and actuators. In: M.-A., Maher (Hrsg.); H.D., Stewart (Hrsg.): *Micromachining and Microfabrication Process Technology X* Bd. 5715. San Jose, CA, 2005. – ISBN 0-8194-5689-6, S. 80–91

- [HLW97] HART, Hans; LOTZE, Werner ; WOSCHNI, Eugen-Georg: *Meßgenauigkeit*. 3. Oldenbourg Verlag, 1997. – ISBN 3–486–22774–2
- [HMAK03] HAMMOND, Jonathan; MCNEIL, Andrew; AUGUST, Rick ; KOURY, Dan: Inertial Transducer Design For Manufacturability and Performance at Motorola. In: *Transducers '03 - 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems* (2003), S. 85–90
- [HMS99] HERING, Ekbert; MARTIN, Rolf ; STOHRER, Martin: *Physik für Ingenieure*. 7. Aufl. Springer, 1999. – ISBN 3–540–66135–2
- [HSGB88] HUANG, S.M.; STOTT, A.L.; GREEN, R.G. ; BECK, M.S.: Electronic transducer for industrial measurement of low value capacitances. In: *Journal of Physics & Scientific Instruments* 21 (1988), Nr. 3, S. 242–250
- [Hul99] HULL, Robert; HULL, Robert (Hrsg.): *Properties of Crystalline Silicon.. Institution of Engineering and Technology*. Institution of Engineering and Technology, 1999. – ISBN 978–0–85296–933–5
- [IEE99] IEEE: IEEE standard specification format guide and test procedure for linear, single-axis, nongyroscopic accelerometers. In: *IEEE Std 1293-1998* (1999)
- [Jee90] JEERAGE, Mahesh K.: Reliability analysis of fault-tolerant IMU architectures with redundant inertial sensors. In: *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine* 5 (1990), Nr. 7, S. 23–28
- [JHB92] JANOSHA, H.; HINÜBER, E.v. ; BARTH, M.: Integralinvariantes Antialiasing-filter für inertielle Messsysteme. In: *Technisches Messen TM* 59 (1992), Nr. 7-8, S. 303–311. – ISSN 01718096 (ISSN)
- [KA03] KAISER, Todd J.; ALLEN, Mark G.: A Pendulous Oscillating Gyroscopic Accelerometer Fabricated Using Deep-Reactive Ion Etching. In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 12 (1) (2003), S. 21–28
- [KCJ09] KWANGHYUN, Yoo; CHAN, Lee ; JOONWON, Kim: A digital accelerometer using a microscale liquid-metal droplet in photosensitive glass channel. In: *Transducers 2009 - 15th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems* (2009), S. 676–679
- [Kei07] KEINER, André: *Signalauswertung eines Beschleunigungssensorarray mittels DSP*, Technische Universität Chemnitz, Projektarbeit, 2007
- [Kit04] KITTEL, Charles: *Elementary Statistical Physics*. Courier Dover Publications, 2004

- [Kro88] KROGMANN, Uwe K.: Optimal Integration of Inertial Sensorfunctions for Flight-Control and Avionics. (1988)
- [Kuc96] KUCHLING, Horst: *Taschenbuch der Physik*. 16. Fachbuchverlag Leipzig, 1996
- [LB96] LEMKIN, Mark; BOSER, Bernhard E.: A Micromachined Fully Differential Lateral Accelerometer. In: *Proceedings of the Custom Integrated Circuits Conference* (1996), S. 315–318
- [LBA96] LEMKIN, Mark A.; BOSER, Bernhard E. ; AUSLANDER, David M.: A Fully Differential EpsilonDelta Accelerometer with Drift Cancellation Circuitry. In: *Solid-State Sensor and Actuator Workshop* (1996), S. 90–93
- [Loh06] LOHMANN, Christian: *Beiträge zur Entwicklung einer Technologieplattform für die Herstellung von oberflächennahen Mikrostrukturen mit hohen Aspektverhältnissen*, TU Chemnitz, Diss., 2006
- [Lov23] LOVE, A.E.H.: Some electrostatic distributions in two dimensions. In: *Proc. London Math. Soc.* 22 (1923), S. 337–369
- [LW06] LIN, R.M.; WANG, W.J.: Structural dynamics of microsystems - Current state of research and future directions. In: *Mech Syst Signal Process* 20 (2006), Nr. 5, S. 1015–1043. – ISSN 08883270 (ISSN)
- [MDHH07] MARKERT, E.; DIENEL, M.; HERRMANN, G. ; HEINKEL, U.: SystemC-AMS assisted design of an Inertial Navigation System. In: *IEEE Sensors Journal - Special Issue on Intelligent Sensors* Bd. 7/5, 2007, S. 770–777
- [MDZ05] MARKERT, E.; DIENEL, M. ; ZEUN, H.: Entwicklung eines Universellen Bewegungsanalyse-Systems auf Basis inertialer Messwerte. In: *7. Chemnitzer Fachtagung Mikrosystemtechnik- Mikromechanik & Mikroelektronik, Chemnitz (Germany), 26.-27.10.2005*, 2005. – ISBN 3–00–016889–3, S. 199–200
- [Meh99] MEHNER, Jan: *Entwurf in der Mikrosystemtechnik*, Technische Universität Chemnitz, Habilitationsschrift, 1999
- [MGM⁺03] MAILLY, F.; GIANI, A.; MARTINEZ, A.; BONNOT, R.; TEMPLE-BOYER, P. ; BOYER, A.: Micromachined thermal accelerometer. In: *Sensors and Actuators A* 103 (3) (2003), S. 359–363
- [MSD⁺05] MARKERT, Erik; SCHLEGEL, Michael; DIENEL, Marco; HERRMANN, Göran ; MÜLLER, Dietmar: Modelling of a New Acceleration Sensor as part of a 2D Sensor Array in VHDL-AMS. In: *NSTI Nanotechnology Conference and Trade Show* Bd. 3, 2005, S. 399–402

- [MWA01] MOHINDER, S. G.; WEILL, Lawrence R. ; ANDREWS, Angus P.: *Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration*. John Wiley, 2001. – 392 S. – ISBN 047135032X
- [MZH⁺08] MARKERT, E.; ZEUN, H.; HERRMANN, G.; MÜLLER, D. ; HEINKEL, U.: SystemC-AMS-Modell eines DeltaC-U-Wandlers für ein Inertialnavigationssystem. In: *Workshop: Detektion mit und in Biosystemen, 10.4.2008, Bio City Leipzig*, 2008
- [OM07] ONODERA, R.; MIMURA, N.: Stability and Error Analysis of A New 6 DOF Motion Sensor Using Multiple Accelerometers. In: MIMURA, N. (Hrsg.): *Sensors, 2007 IEEE*, 2007. – ISSN 1930-0395, S. 752–755
- [OMN03] O'BRIEN, Gary J.; MONK, David J. ; NAJAFI, Khalil: Angular Accelerometer With Dual Anchor Support. In: *Transducers '03 - 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems 2* (2003), S. 1371–1374
- [Pal37] PALMER, H.B.: Capacitance of a parallel-plate capacitor by the Schwartz-Christoffel transformation. In: *Trans. AIEE* 56 (1937), Nr. 3, S. 363–366
- [Pej71] PEJSA, Arthur J.: Optimum Orientation and Accuracy of Redundant Sensor Arrays. In: *AIAA 9th Aerospace Sciences Meeting* (1971)
- [PS80] PETERSEN, Kurt; SHARTEL, Anne: MICROMECHANICAL ACCELEROMETER INTEGRATED WITH MOS DETECTION CIRCUITRY. In: *Technical Digest - International Electron Devices Meeting* (1980), S. 673–675. – ISSN 01631918 (ISSN)
- [RA78] ROYLANCE, L.; ANGELL, J.: A miniature integrated circuit accelerometer. In: *Solid State Circuits Conf.* (1978), S. 220–221
- [RA01] RÖDJEGARD, Henrik; ANDERSSON, Gert: A Monolithic Three-Axis Accelerometer with Symmetric Properties. In: *Transducers 2001/Eurosensors XV: The 11th international conference on solid state sensors and actuators* (2001), S. 442–445
- [Ric05] RICHTER, Gerald: *Experimentelle Charakterisierung und Vergleich mikromechanischer Beschleunigungssensorarrays*, Technische Universität Chemnitz, Diplomarbeit, 2005
- [RSG03] REICHENBACH, Ralf; SCHUBERT, Dietrich ; GERLACH, Gerald: Dreiachsiger Beschleunigungssensor in Oberflächenmikromechanik. In: *Technisches Messen* 70 (5) (2003), S. 225–232

- [Rud83] RUDOLF, F.: A micromechanical capacitive accelerometer with a two-point inertial-mass suspension. In: *Sensors and Actuators* 4 (1983), Nr. C, S. 191–198. – ISSN 02506874 (ISSN)
- [Sab06] SABATINI, Angelo M.: A wavelet-based bootstrap method applied to inertial sensor stochastic error modelling using the Allan variance. In: *Measurement Science And Technology* 17 (2006) (2006), S. 2980–2988
- [Sac64] SACKETT, G. G.: On optimizing the orientation of an arbitrary number of accelerometers. In: *International Convnetion on military electronics*. Washington, D.C, United States, 14-16 Sept. 1964, S. 189–192
- [Sch02] SCHULZE, Knut: *Entwicklung einer Space Mouse - Demonstrator für die Anwendung von Inertialsensoren in der Informationstechnik*, Technische Universität Chemnitz, Diplomarbeit, 2002
- [Sch04] SCHEIBNER, Dirk: *Entwicklung eines frequenzselektiven Schwingungsmesssystems mit abstimmbaren mikromechanischen Resonatoren*, Technische Universität Chemnitz, Diss., 2004
- [Sch08a] SCHRÖTER, Bernd: *Entwurf und Charakterisierung eines mikromechanischen Schrittschaltwerkes mit elektrostatischem Antrieb*, TU Chemnitz, Diss., 2008
- [Sch08b] SCHULZ, Gerd: *Regelungstechnik 2: Mehrgrößenregelung- Digitale Regelungstechnik- FUZZY-regelung*. 2. Auflage. Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2008
- [Sei03] SEIFART, Manfred: *Analoge Schaltungen*. 6. Auflage. Verlag Technik, 2003. – ISBN 3–341–01298–2
- [SGHW08] SCHRÖDER, Jörg; GROSS, Dietmar; HAUGER, Werner ; WALL, Wolfgang: *Technische Mechanik 3 - Band 3: Kinetik*. Bd. Band 3: Kinetik. 10. Springer Berlin Heidelberg, 2008
- [SGKM96] SCHEEPER, Patrick; GULLOV, Jens; KOFOED, Ole ; MUNCH, Lars: A piezoelectric triaxial accelerometer. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 6 (1) (1996), S. 131–133
- [SHD05] SHAPORIN, A. V.; HANF, M. ; DÖTZEL, W.: Novel characterization method for MEMS devices. In: *Proceedings of SPIE Int. Society for Opt. Eng.* Bd. 5716 (25), 2005
- [Sor09] SORGER, Alexander: *Simulation von Dämpfungsmechanismen in komplexen Mikrostrukturen*, Technische Universität Chemnitz, Diplomarbeit, 2009
- [Spe05] SPECHT, Hendrik: *Vertikal-Ableknsystem für Head-Up-Display*, Technische Universität Chemnitz, Diplomarbeit, 2005

- [Str07] STREIT, Petra: *Entwicklung eines Tools für ANSYS zur Modifizierung von 3D-Volumenmodellen*, Technische Universität Chemnitz, Studienarbeit, 2007
- [SWM⁺02] SCHEIBNER, Dirk; WIBBELER, J.; MEHNER, J.; BRÄMER, B.; GESSNER, T. ; DÖTZEL, W.: A frequency selective silicon vibration sensor with direct electrostatic stiffness modulation. In: *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering* 4755 (2002), S. 325–332. – ISSN 0277786X (ISSN)
- [TMS⁺95] TAKAO, H.; MATSUMOTO, Y.; SEO, H.-D.; TANAKA, H.; ISHIDA, M. ; NAKAMURA, T.: Three dimensional vector accelerometer using SOI structure for high temperature. In: *Proc. Transducers, 8th Int. Conf. Solid State Sensors and Actuators* 9 (1995), S. 683–686
- [TO98] TRÄNKLER, Hans-Rolf; OBERMEIER, Ernst: *Sensortechnik*. Springer, 1998. – ISBN 3–540–58640–7
- [TS02] TIETZE, Ulrich; SCHENK, Christoph: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 12. Auflage. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2002
- [TS05] TESKEY, Wesley J. E.; SPIEWAK, Swavik A.: Precision 6-DOF Position Measurement with Inertial MEMS Sensor. In: *Proceedings of the 2005 SEM Annual Conference and Exposition on Experimental and Applied Mechanics* (2005), S. 929–937
- [Unb97] UNBEHAUEN, Heinz: *Regelungstechnik II - Zustandsregelung, digitale und nichtlineare Regelsysteme*. 7. Auflage. Vieweg, 1997
- [Unb05] UNBEHAUEN, Heinz: *Regelungstechnik I - Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*. 13. Auflage. Vieweg, 2005
- [VKLR95] VEIJOLA, T.; KUISMA, H.; LAHDENPERÄ, J. ; RYHÄNEN, T.: Equivalent-circuit model of the squeezed gas film in a silicon accelerometer. In: *Sensors and Actuators A* 48 (1995), Nr. 3, S. 239–248. – ISSN 09244247 (ISSN)
- [WCV⁺09] WEINBERG, Marc; CHANDORKAR, Rob Candler S.; VARSANIK, Jonathan; KENNY, Thomas ; DUWEL, Amy: Energy loss in mems resonators and the impact on inertial and rf devices. In: *Transducers, June 2009*. Denver, 2009
- [WF04] WILLIAMS, T. R.; FYFE, K. R.: Planar accelerometer configurations. In: *J Appl Mech Trans ASME* 71 (2004), Nr. 1, S. 10–14. – ISSN 00218936 (ISSN)

- [Wib02] WIBBELER, Jürgen: *Frequenzselektive Vibrationssensoren mit spannungsgesteuerter Resonanzabstimmung in Oberflächenmikromechanik*, Technische Universität Chemnitz, Diss., 2002
- [Wit06] WITTIG, Alexander: *Strukturoptimierung eines Beschleunigungssensorarrays*, Technische Universität Chemnitz, Projektarbeit, 2006
- [Wol05] WOLFRAM, Heiko a.: *Regelungstechnische Analyse und Synthese von MEMS mit elektrostatischem Wirkprinzip*, Technische Universität Chemnitz, Diss., 2005
- [Wol06] WOLF, Peter: *Entwurf und Realisierung einer multifunktionellen Plattform für ein Inertialnavigationssystem und eine Gehmaschine*, Technische Universität Chemnitz, Diplomarbeit, 2006
- [WSH⁺05] WOLFRAM, H.; SCHMIEDEL, R.; HILLER, K.; AURICH, T.; GÜNTHER, W.; KURTH, S.; MEHNER, J.; DÖTZEL, W. ; GESSNER, T.: Model building, control design and practical implementation of a high precision, high dynamical MEMS acceleration sensor. In: C., Cane (Hrsg.); J.-C., Chiao (Hrsg.) ; F.V., Verdu (Hrsg.): *Smart Sensors, Actuators, and MEMS II* Bd. 5836. Seville, 2005. – ISSN 0277786X (ISSN), S. 326–340
- [WW03] WEINBERG, M. S.; WALL, C.: Sensor Assembly for Postural Control Balance Prosthesis. In: *Transducers '03 - 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems 2* (2003), S. 1375– 1378
- [XWJ05] XIONG, X.; WU, Y.-L. ; JONE, W.-B.: Design and analysis of self-repairable MEMS accelerometer. In: *Proceedings - IEEE International Symposium on Defect and Fault Tolerance in VLSI Systems*, 2005, S. 21–29
- [YDS08] YOLE-DEVELOPMENT-S.A.: *Mems for mobile phone*. Newsletter No. 32/35, Dezember 2008
- [YN01] YAZDI, Navid; NAJAFI, Khalil: An all-silicon single-wafer micro-g accelerometer with a combined surface and bulk micromachining process. In: *IEEE J. Microelectromech. Syst.* 9 (2001), Nr. 4, S. 544–550
- [ZM92] ZHANG, Z.L.; MACDONALD, N.C.: A RIE process for submicron, silicon electromechanical structures. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 2 (1992), Nr. 1, S. 31–38. – ISSN 09601317 (ISSN)
- [ZSS⁺01] ZIELKE, D.; SCHRECKENBACH, W.; SCHUBERT, W.; ZICHNER, N. ; BRÄUER, W.: 2D-Neigungssensor für rauhe Umgebungsbedingungen. In: *5. Chemnitzer Fachtagung Mikromechanik & Mikroelektronik*, 2001. – ISBN 3–00–008201–8

Abbildungsverzeichnis

1.1	Referenz- und Körperkoordinatensystem: Messung von Beschleunigung und Position	17
1.2	Inertiale Objektverfolgung unter Einfluss von Sensorrauschen bzw. Sensoroffsetfehler mit unterschiedlichem SNR	18
2.1	Modell des Einfreiheitsgradsystems für statisches und dynamisches Verhalten	21
2.2	Differenzialkondensatoranordnung mit Kraft- und Potenzialdefinition . .	23
2.3	Überführung der Größen aus dem translatorischen in das rotatorische System für das konzentrierte Modell eines Pendelbeschleunigungssensors unter Einwirkung einer linearen Beschleunigung	25
2.4	Einfluss der elektrostatischen Kraft auf das dynamische System	26
2.5	Konfigurationen der Sensorausrichtungen für die Untersuchung der Störeinflüsse	34
2.6	Darstellung der normierten Standardabweichungen $\frac{\sigma_{\tilde{a}_{(x,y)}}}{\sigma_s}$ für Beschleunigungen im Bereich $a_{(x,y)} = \pm 1 \text{ m/s}^2$	36
2.7	Maximaler Fehler durch die Achsfehlausrichtung für die Array- und die Zwei-Sensor-Anordnung	38
2.8	Sensor S_i im bewegten Koordinatensystem O'	39
3.1	Drei Varianten zur rückseitigen Freilegung der beweglichen Strukturen im aktiven Wafer vor dem Waferbonden	46
3.2	Technologieablauf zur Sensorstrukturierung basierend auf Variante nach Abb. 3.1c	47
3.3	Darstellung der trocken geätzten Sensorstruktur [Quelle: Gollhardt, Faust FhG IZM]	48
3.4	Bewegung des Masseschwerpunkts m_{SP} des Beschleunigungssensors bei verschiedenen einwirkenden Beschleunigungsrichtungen	48
3.5	Design von zwei Sensorelementen mit unterschiedlichen Messrichtungen	50
3.6	Kammelektrodenkonfigurationen mit unterschiedlichen Kapazitätsfunktionen $C(x)$	51
3.7	Vergleich von Abstands- und Überdeckungsvariation	53
3.8	Ausrichtungsvarianten des Ringssegments	54

3.9	Grundsensorelemente, durch Rotation und Spiegelung ergeben sich insgesamt sechs Sensorelemente ⁶	54
3.10	Elektrodensegmente zur Auslenkungsdetektion für das Sensorarray . . .	55
3.11	Mäanderförmige Feder	56
3.12	Layout des Sensorarrays	58
3.13	Verschiebung des Schwerpunkts durch die Elektrodensegmente	59
3.14	Verschiebung des Schwerpunkts und Anpassung der Empfindlichkeit durch die Geometrieveränderung der seismischen Masse	59
3.15	Modellierung der Kammzelle als FE-Modell	62
3.16	Ergebnisse der FE-Kapazitätssimulation für die Verschiebung der beweglichen Elektrode	63
3.17	Empfindlichkeit der Sensorelemente auf Beschleunigung von 10 ms^{-2} in Arbeitsrichtung	64
3.18	Frequenzverhalten der drei Sensormodelle	68
3.19	<i>Simulink</i> -Sensormodell	69
3.20	Verhalten der Sensorelemente im Zeitbereich	70
3.21	Verhalten von korrigiertem Signal und Originalsignal im Zeitbereich . .	70
3.22	Vergleich von Sensorelement 1 mit dem korrigiertem Signal in X-Richtung im Frequenzbereich	71
4.1	Komponenten der elektrischen Signalaufbereitung	73
4.2	Platine mit Sensor- und Auswerte-IC [Wol06, S. 72]	75
4.3	Signalaufbereitungskette für das Sensorarray	76
4.4	Beschaltung der Sensorkapazität und Transimpedanzstufe	76
4.5	Darstellung der Anregespannung an der Mittelelektrode der Sensorkapazität und der differenzierten Spannung am Ausgang der Transimpedanzwandlung	78
4.6	Modulation im Zeit- und Frequenzbereich	78
4.7	Demodulation des Messsignals	81
4.8	Modulations-, Transimpedanzwandler- sowie Hochpassstufe der Sensorauswertung	82
4.9	Schaltplan und Funktionsblöcke für Modulations-, Transimpedanz- und Demodulationsstufe	83
4.10	DAC Signalkette	84
4.11	Antialiasing Filter vierter Ordnung für den ADC	85
4.12	Übertragungsverhalten der Antialiasingfilter mit Verstärkung	85
4.13	Module der digitalen Signalverarbeitung	86
4.14	Blockschaltbild eines Regelkreises	86
4.15	Vergleich der Frequenzgänge der Strecke im Frequenzbereich und die approximierte Übertragungsfunktion im \mathcal{Z} -Bereich	88
4.16	<i>Simulink</i> -Modell zur Reglervalidierung	89

4.17 Vergleich des elektrostatischen Moments bei linearisiertem und nichtlinearem Modell	90
4.18 Amplitudenfrequenzgang des offenen und geschlossenen Regelkreises . .	91
4.19 Sprungantwort (Beschleunigungssprung 10 ms^{-2})	91
4.20 Sprungantwort mit überlagertem, elektrischem Rauschen am Reglereingang	92
4.21 Sprungantwort	93
4.22 Programmablauf der Reglerschleife im DSP	94
5.1 REM-Aufnahmen von Sensorelement 4 eines Sensorarrays	96
5.2 Rückseite des aktiven Wafers mit den Sensorstrukturen, oben: Design- und Technologievariante nach Abb. 3.1a unten: Design- und Technologievariante nach Abb. 3.1c	97
5.3 Technologische Geometriebeeinflussung einer Kammelektrode	97
5.4 Einfluss der geometrischen Parameter auf die ersten Eigenfrequenz der Sensorelemente (Startwerte: $b_b = 3,5 \text{ } \mu\text{m}$, $b_\alpha = 0 \text{ } \mu\text{m}$, $t = 50 \text{ } \mu\text{m}$)	98
5.5 Gemessener Amplitudenfrequenzgang von Sensorelement 1 bis 3	99
5.6 Einfluss der Temperatur auf die Kapazitätsänderung des Sensorarrays (Messdaten aus [Ric05])	100
5.7 Komplettes Sensorsystem auf dem schwingungsgedämpften Messplatz zur Empfindlichkeitsbestimmung und Rauschmessung	101
5.8 Empfindlichkeit der Messschaltung	101
5.9 Drehung eines Sensorelements im Erdschwerefeld (offene Signalauswertekette)	102
5.10 Normierte Sensorsignale der sechs Sensorelemente bei Rotation im Erdschwerefeld	103
5.11 Messwerte des Sensorsystems im geregelten Betrieb bei einer Rotation im Erdschwerefeld	103
5.12 Simulierte und gemessene Sprungantwort (U_{ADC} : Spannung am Ausgang der analogen Signalverarbeitung (ADC-Eingang), U_B : Spannung an der Mittelelektrode des Sensorelements)	104
5.13 Vergleich der Rauschleistung im geregelten System, Ausgangssignale von zwei Sensorelementen und korrigierte Signale	105
A.1 definiertes Koordinatensystem	109
B.1 Kammelektrodenanordnung in Abhängigkeit vom Stellwinkel φ	111
B.2 Vergleich der Kapazitätsfunktionen für den translatorischen und rotatorischen Fall ($d_0 = 2 \text{ } \mu\text{m}$, $u = t = 50 \text{ } \mu\text{m}$)	112

Tabellenverzeichnis

2.1	Standardabweichungen bei Offsettauschen für Konfigurationen mit sechs Sensoren	33
2.2	Standardabweichungen beim Rauschen des Skalierungsfaktors für Konfigurationen mit sechs Sensoren (jeweils Maximum im Bereich $a_{(x,y)} = \pm 1 \text{ ms}^{-2}$)	36
3.1	Bewertung der Technologievarianten ($\oplus \oplus \oplus - \ominus$: sehr gut - schlecht) . .	45
3.2	Zielgrößen für das Federlayout	56
3.3	Geometrie und Messrichtung der Sensorelemente bei gleicher Empfindlichkeit	60
3.4	Modalanalyse der Sensorelemente	61
3.5	Querempfindlichkeit in Z-Richtung (Beschleunigung 10 ms^{-2})	66
3.6	Vergleich der Effektivwerte	69
5.1	Relative Eigenfrequenzverschiebung bei Parametervariation von Sensorelement 1 ($t = 48 \dots 52 \text{ } \mu\text{m}$, $b_b = 2,8 \dots 3,5 \text{ } \mu\text{m}$, $b_\alpha = 0 \dots 1,3 \text{ } \mu\text{m}$)	98
5.2	Messung der parasitären Kapazitäten	99
5.3	Bestimmung der Messrichtungen	103
5.4	Vergleich der gemessenen Effektivwerte des Rauschsignals	104

Thesen

1. Im anisotropen Siliziumkristall können mikromechanische Beschleunigungssensoren mit unterschiedlichen Messrichtungen so entwickelt werden, dass die Kristallorientierung keinen Einfluss auf die mechanische Steifigkeit besitzt. Es kann gezeigt werden, dass in der Waferebene beliebige Messrichtungen realisierbar sind und die Federausrichtung einheitlich bzw. symmetrisch zum Kristallgitter orientiert ist.
2. Beschleunigungssensoren, die durch MEMS-Technologien mit einem hohen Aspektverhältnis hergestellt werden, weisen rein mechanisch eine sehr geringe Querempfindlichkeit auf. Wird bei der Signalauswertung eine Kapazitätsdetektion mit Abstandsvariation verwendet, verringert sich die Querempfindlichkeit zusätzlich.
3. Redundante Beschleunigungssensorarrays können eingesetzt werden, um die Varianz des Messsignals zu reduzieren.
4. Die Reduzierung der Varianz durch Beschleunigungssensorarrays für die Messung von Beschleunigungen in der Ebene ist auch gezielt für eine Vorzugsmessrichtung möglich. Die Verbesserung in der Vorzugsrichtung führt zu einer Verschlechterung der Varianz in Querrichtung. Die erzielte Varianz ist trotzdem noch besser als bei einer nichtredundanten Anordnung.
5. Das Trägerfrequenzmessverfahren mit Dreieckspannungseinspeisung an der Mittelelektrode ermöglicht den Sensorbetrieb sowohl in der offenen Signalauswertungskette als auch im geschlossenen Regelkreis. Dies ermöglicht eine einfache Charakterisierung von Sensorstrukturen.
6. Durch Einspeisung eines Dreiecksignals als Trägerfrequenz kann bei der kapazitiven Sensorauswertung eine einfache Demodulation mittels Wechselschalter realisiert werden. Der Wechselschalter ersetzt den sonst notwendigen Analogmultiplikierer.
7. Ein Array aus sechs Beschleunigungssensoren, bei denen Messrichtung und Platzierung mathematische Bedingungen erfüllen, ist zur Ermittlung von Beschleunigung, Drehrate und Winkelbeschleunigung in der Ebene einsetzbar und enthält Informationsredundanz.

8. Der Pull-In kann bei mikromechanischen Beschleunigungssensoren mit großer Empfindlichkeit verhindert werden, indem die Sensoren in einem Regelkreis betrieben werden. Hierdurch wird der Messbereich erweitert und linearisiert.
9. Die Linearisierung des kapazitiven Verhaltens des Systemsimulationsmodells von Beschleunigungssensoren vereinfacht die Modellierung und beschleunigt die Simulation. Diese Vereinfachung führt jedoch für große Beschleunigungen zu einer fehlerhaften Verhaltenssimulation.

Lebenslauf von Marco Dienel

Persönliche Daten

Geburtsdatum: 03.01.1978
Geburtsort: Karl-Marx-Stadt
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: ledig

Schulbildung

1984-1996 Grundschule
 Polytechnische Oberschule
 Gymnasium Oederan (naturwissenschaftliches Profil)
 Abschluss mit Abitur

Wehrdienst

1996-1997 Grundwehrdienst
 5. / Gebirgstabs- und Fernmeldelehrbataillon 8 Murnau
 Fernmeldewesen

Studium

1997-2002 Studium der Elektrotechnik an der TU Chemnitz,
 Studienrichtung Mikrosystem- und Gerätetechnik,
 Abschluss mit Diplom-Ingenieur
2001 TU Helsinki Praktikum im Elektromagnetik Labor Espoo/Finnland

Tätigkeiten

1997 Deutsche Post AG (Zustelldienst)

1998-2002 Völker AG Hainichen
 studentischer Mitarbeiter (Elektronik und Softwareentwicklung)

2002-2009 TU Chemnitz - wissenschaftlicher Mitarbeiter
2008-2009 Berliner Nanotest und Design GmbH - wissenschaftlicher Mitarbeiter

Chemnitz, 28.08.2009

Versicherung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe; die aus fremden Quellen direkt oder indirekt übernommenen Gedanken sind als solche kenntlich gemacht.

Bei der Auswahl und Auswertung des Materials sowie bei der Herstellung des Manuskripts habe ich Unterstützungsleistungen von folgenden Personen erhalten:

keine

.....

.....

.....

.....

Weitere Personen waren an der Abfassung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Die Hilfe eines Promotionsberaters habe ich nicht in Anspruch genommen. Weitere Personen haben von mir keine geldwerten Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im Inland noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer anderen Prüfungsbehörde vorgelegt.

Chemnitz, 28.08.2009

.....
Ort, Datum

.....
Unterschrift